

第七章 微感測器

7.1 力感測器

7.1.1 壓阻式微壓力感測器

長久以來，人們利用了各種原理發明了各式壓力感測元件，包括巴登管 (Bourdon tube) 式、壓電式 (piezoelectric)、電位計式、電容式 (capacitive) 及壓阻式 (piezoresistive) 壓力感測元件等。但利用微機電技術製作之微感測器徹底改變了感測器的世界；它不但可以大幅縮小其尺寸、降低成本，更可與微電子整合以提升性能，邁向智慧型感測器世界。微感測器之定義，通常意指大小在毫米 (mm) 範圍之感測器。為了製造如此小的感測器，主要以微加工 (micromachining) 進行，尤其是矽微加工技術最受矚目，因為只有矽質才可以滿足許多新的應用所強烈要求的成本／性能比 (cost/performance ratio)，由矽微加工做成的微感測器，稱為矽質感測器 (silicon sensors)。早在 1954 年就已發現矽具有壓阻效應，但最早利用矽微加工之矽微感測器是在 1970 年 Gieler 發表之微小壓力感測器⁽¹⁾，其利用蝕刻製程製作的膜片，其上之電阻在膜片彎曲時產生變化，即利用矽的壓阻效應。隨後 1980 年代是真正起飛的時期，1990 年代已開發得相當完整。

一般以微加工製作之各式感測器的偵測原理及優缺點可簡述如下。

① 壓阻式

易於以摻雜方式製作出壓阻，配合惠氏電橋靈敏度高，精確度及穩定性亦不錯，最重要的是其製作成本低，但易受外界應力影響且較耗電。

② 壓電式

傳統方式以塊材 (bulk material) 製作，其應用已相當成熟，目前正以薄膜方式配合微機電製程製作新一代之感測器。除了作為感測器，由於壓電材料之特性，亦可作為驅動器 (通常被稱為智慧型材料)。但作為感測器時，對直流訊號無反應，是其最大缺點。

③ 電容式

利用平行板電容原理製作已有悠久歷史，其主要是偵測位移量受應力之變化，故較不

第 7.1.1 節作者為邢泰剛先生。

受外界溫度之干擾。靈敏度相當高且較不耗電，但是由於響應的非線性及易受寄生電容影響，最好搭配校正電路一起設計。

④ 光學干涉式 (optical interferometry)

利用隔膜等作為光學干涉偵測處，當隔膜等因偵測量而變形會造干涉條紋變化。適合作遙測之用且靈敏度高，但是所需體積大、成本高。

⑤ 共振式 (resonant)

共振式是目前靈敏度最高的，可達壓阻式一百倍以上，因其封裝及製作要求皆高，故成本亦是最高的。

對於微壓力計而言，目前主要以壓阻式為主，其次為電容式。如圖 7.1 所示，壓阻式壓力感測器的發展歷史久遠，最早是於金屬製作之隔膜上黏貼矽材料所製之應變規，大小約 1 cm，目前此種形式仍用於高壓壓力計。隨著矽基微加工技術之進步⁽²⁻⁹⁾，目前尺寸已大為縮小，且可以全部以矽基材製作。例如目前最常用的壓力感測器僅約 2 mm × 2 mm 左右，甚至可進一步縮小至 0.2 mm × 0.2 mm 左右，但是太小反而可能造成晶粒打線之問題。感測器通常有相當大的槓桿作用，使得系統產品之價值往往超過感測器本身好幾個數量級。譬如，一個 10 美元的汽車歧管絕對壓力 (manifold absolute pressure, MAP) 感測器使得生產燃油效率高、污染低的汽車變為可能。原先昂貴的矽基壓力傳感器 (transducer) 只用於特殊的太空探索、工業測試及精密儀器領域；因著矽微加工製造技術的進展，使得成本大為降低也開啟了許多新用途。例如以矽微加工製造之拋棄式 (disposable) 侵入型血壓感測器，取代傳統

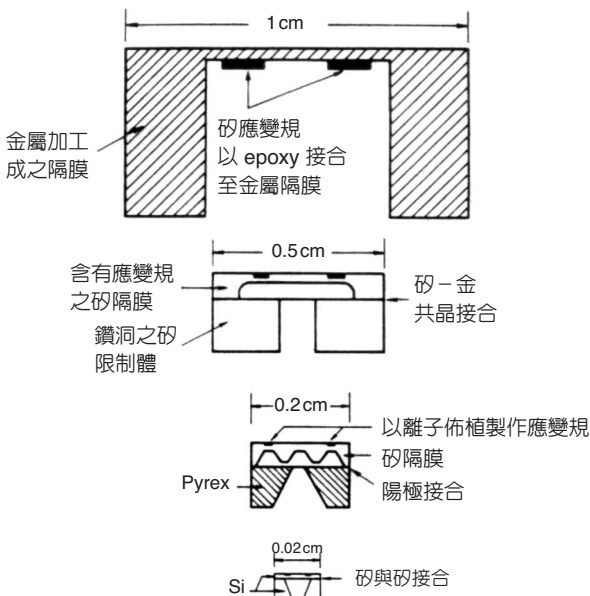


圖 7.1

隔膜壓阻式壓力感測器之發展。

重複使用／消毒之感測器，1995 年時，單美國即使用達 2000 萬組，每組成本小於 2 美元。

根據 Sensor Expo '96 之資料，Dr. Janusz Bryzek 估計，1995 年時微機電技術製作之壓力感測器市場已達 10 億美元，預估到 2005 年可達 25 億美元。儘管整個壓力感測器市場是以每年增加 12.5% 的比例成長，但是除了矽微加工壓力感測器以外，所有其他型態之壓力感測器都逐年下降。主因是，固態壓力感測器較其他傳統的壓力感測器能以更低成本，提供更好的性能與量測精度所致。臺灣之壓力感測器市場，在 1992—1993 年進出口統計值約為 10 億元台幣，約占全世界市場值之 1% 左右，與整個電子業在世界市場產值的大小比例相當；而年平均成長率則遠高於世界平均，達每年 20% 左右。

(1) 壓力感測元件結構

在實際使用上，壓力感測元件依照壓力施加方法，又可分為絕對壓力型與相對壓力型結構，如圖 7.2 所示，其主要差別為參考壓力施加之方式不同。例如：(a) 當密閉腔室為真空時，最常用來量測大氣壓力，可用來當做高度計。而當密閉腔室為周圍大氣壓力時之構造，是用在較高壓力的壓力錶，大氣壓之變化可忽略時。(b) 之構造可量各種情況的相對壓，包括真空及差壓 (differential pressure)。

(2) 壓力感測規格

壓力感測元件依用途不同，所要求的規格也各異。

① 輸入規格

輸入規格包括操作模式，如絕對壓、錶壓 (gauge pressure) 或差壓等。

② 壓力範圍規格

壓力範圍規格包括操作壓力之範圍，過壓極限 (over pressure limit) 為對感測元件不會造成破壞的壓力極限，衝壓極限 (burst pressure limit) 則是會將感測元件破壞的突發壓力。對差壓感測元件而言，必須同時說明靜壓及差壓之衝壓極限，激發 (excitation) 電壓或電流，及阻抗值 (一般值與最小值)。

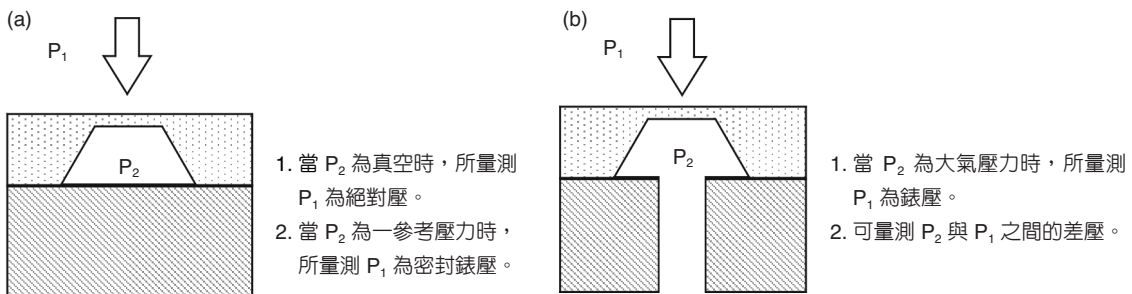


圖 7.2 壓力微感測器之基本應用。

③ 輸出規格

- 靈敏度 (sensitivity)：單位壓力及單位激發電壓或電流下之電壓或電流輸出，如： mV/kPa/V 。動態測量時，則須註明使用頻率。
- 全量輸出 (full scale output, FSO)：最大操作壓力時之輸出。
- 輸出阻抗 (output impedance)：感測元件輸出端間之阻抗。
- 零點偏移 (zero offset)：在未施加壓力時之輸出，一般表示為 $\pm\%FSO$ 或 mV 。
- 線性度 (linearity)：一般以 $\%FSO$ 表示，其為校正點與一特定直線間之最大差。一般此特定直線有四種表示方法：(a) 最佳擬合 (best fit)：包含所有校正點之兩平行線間的中間線，(b) 最小平方 (least squares)：線性回歸法所得之直線，(c) 終點 (endpoint)：由零及校正終點所連之線，(d) 端點 (terminals)：由第一及第二校正點所連之線。
- 穩定性：長時間之下性能保持之能力，一般以 6 或 12 個月內變化多少 $\%FSO$ 表示。
- 遲滯性 (hysteresis)：壓力由零增加到最大，再減為零，其中同一壓力間之最大差，一般以 $\%FSO$ 表示。
- 再現性 (repeatability)：兩次校正循環中，輸出再現之能力，一般以 $\%FSO$ 表示。

④ 環境規格

- 操作溫度範圍：感測元件能有效動作的溫度範圍。
- 零點偏移溫度係數 (temperature coefficient of offset, TCO)：周圍溫度變化所致之零點偏移，以 $\%FSO/^{\circ}\text{C}$ 表示。
- 靈敏度溫度係數 (temperature coefficient of sensitivity, TCS)：周圍溫度變化所致之靈敏度變化以 $\%/^{\circ}\text{C}$ 表示。
- 加速、振動及衝擊靈敏度：在一定頻率下，單位加速度內之輸出變化 ($\%FSO$)。加速度之方向亦須說明。

7.1.1.1 壓阻效應

於 1856 年壓阻的效應即由 Lord Kelvin 所發現，但真正的應用是在 1939 年的應變規 (strain gauge)，當時的應變規是把金屬導線貼在硬紙板上。現今無數個金屬膜應變規使用在機構、建築物、飛機及磅秤等用作物理的測量。但金屬膜應變規對壓力所產生的電阻變化很小，量規因子 (gauge factor) 只在 2 左右。在小應力的應用上，靈敏度不夠，訊雜比 (signal/noise ratio) 很低，感測上的誤差過高。Smith 在 1954 年首先使用摻雜過的單晶鍺 (Ge) 和矽 (Si) 的桿狀試樣在單軸上施加應力，然後測量垂直軸上的電阻變化⁽²⁾。這是第一個量測以 π 係數用來描述電阻率 (resistivity) 和應力 (stress) 之間的物理關係，也發現了矽半導體的壓阻效應遠大於金屬片。1957 年時 Mason 和 Thurston 提出使用壓阻感測器為應變規，並且敘述鍺和矽的壓阻現象理論。1961 年時 Pfann 等敘述了壓阻壓力傳感器 (transducer) 的製造並提出更詳細的壓阻裝置幾何形狀。Gleles 在 1969 年採用半導體積體電路的製作技術

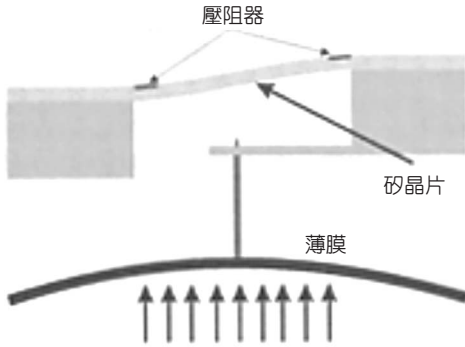


圖 7.3

傳統壓阻式壓力感測器之構造。

⁽¹⁾，成功地做出擴散型薄膜感測器 (*p*-type diffused silicon sensor)，這樣一來，矽感測器可以像積體電路一樣，做得很小，又能批次量產，成本為之大幅下降，應用為之而起，首先是在金屬膜應變計功能所不及的領域，如汽車工業、醫療診斷等的應用。然而一直到 1981 年，德州儀器的 Spencer 才真正使用壓阻感測器來量測封裝後 (packaged) 的積體電路的應力。目前壓阻式壓力感測器，其實是從固有之設計 (如圖 7.3 所示) 逐漸演變而來。

微感測器之構造一般可分解為感測結構、感測原理與轉換電路，其中感測結構為與被測量參數，如力及加速度等，互相作用的彈性體，會因交互作用而產生變形或彎曲，通常亦用作機械放大機構；感測原理則為一種物理過程，能測感測結構的反應，如：使用光、電容、壓阻及壓電式等原理，通常將機械變化等轉化為電相關訊號。轉換電路則進一步進行電路轉換及訊號放大。感測結構是利用微細加工製作三次元結構⁽¹⁰⁾，如懸臂樑 (cantilever beam)、懸膜 (diaphragm) 或橋 (bridge) 等，主要做為機械式放大機構，其深度通常與寬度相當，甚或更大，譬如：機械感測器用之懸臂樑或微流體用之微流通道 (flow-channel) 通常需 100 μm 之深度。這些微構造通常須為可動的，如：加速度計中支撐重量的懸臂樑。這些三次元構造是利用異於 VLSI 技術 (平面蝕刻) 的深蝕刻微細加工法來製造的。

對於壓阻式微壓力感測器而言，其感測結構、感測原理與轉換電路如圖 7.4 所示。一般電阻值 R 可以下式表示

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (7.1)$$

其中 ρ 表示電阻率，而 l 為電阻長度， A 為電阻面積。一般傳統應變規之設計乃是在單位面積內儘量增長長度，以增加其阻值變化 (亦即增加靈敏度)。例如：圓形應變規之電阻的變化率可以表示為

$$\frac{dR}{R} = (1 + 2\nu + \pi E) \varepsilon \quad (7.2)$$

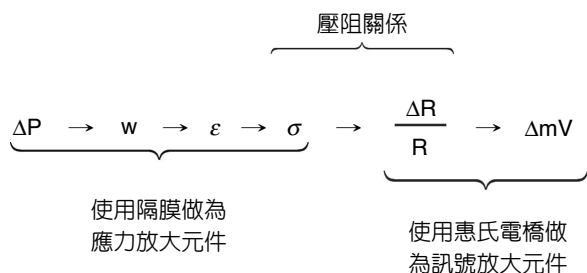


圖 7.4

壓阻式壓力微感測器之基本原理。其中 ΔP 為壓力差， w 為位移量， ε 為應變， σ 為應力。

其中 $1 + 2\nu$ 主要由材料幾何尺寸變化引起，為主要變化因子；而 πE 主要由材料受力後電阻率發生變化引起。

事實上所有材料的電阻率均受某一程度的應力影響⁽⁴⁾，此種效應大部分是由於電荷的移動率或數目受材料的體積變化而來。因體積變化會影響材料價帶與傳導帶間的能隙 (energy gap) 大小。但是壓阻效應比此種機構所預測者大得多，可藉多谷模型 (many-valley model) 來解釋。而此時電阻的變化率幾乎等於電阻率的變化率，故對於具高壓阻效應之材料，可以只討論電阻率的變化率：

$$\frac{\Delta R}{R} \cong \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (7.3)$$

對於非等向性材料而言，電阻率會受到應力之影響，其關係如下：

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 & \rho_6 & \rho_5 \\ \rho_6 & \rho_2 & \rho_4 \\ \rho_5 & \rho_4 & \rho_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

其中 E_i 表示電場向量， ρ_{ij} 表示電阻率張量 (tensor)， i_i 是電流密度向量。對於矽及鍺 (皆為立方結構) 而言，假如對準晶體之 $\langle 100 \rangle$ 軸向，那麼 ρ_1 、 ρ_2 和 ρ_3 將決定電場與電流之關係沿著 $\langle 100 \rangle$ 軸向，而 ρ_4 、 ρ_5 和 ρ_6 則為聯繫電場與垂直方向之電流的交叉電阻率 (cross-resistivities)，一般稱此為廣義之歐姆定律。對於等向性且未受應力之材料而言，可以簡化為 $\rho_1 = \rho_2 = \rho_3 = \rho$ 且 $\rho_4 = \rho_5 = \rho_6 = 0$ 。如果受到應力，則電阻率可以簡化為：

$$\begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \\ \rho_4 \\ \rho_5 \\ \rho_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho \\ \rho \\ \rho \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta \rho_1 \\ \Delta \rho_2 \\ \Delta \rho_3 \\ \Delta \rho_4 \\ \Delta \rho_5 \\ \Delta \rho_6 \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

對於矽此種立方結構之材料而言，則電阻率變化率與應力之間關係(方向性)為：

$$\frac{1}{\rho} \begin{bmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_4 \\ \Delta\rho_5 \\ \Delta\rho_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

其中 $[\pi]$ 表示壓阻係數矩陣，此為材料特性。壓阻係數與材料之關係如表 7.1 所列。如果我們配合座標轉換，則此壓阻係數矩陣可以表示為：

$$\pi_l = \pi_{11} - 2 \cdot (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) \cdot [(l_1)^2 \cdot (m_1)^2 + (m_1)^2 \cdot (n_1)^2 + (l_1)^2 \cdot (n_1)^2] \quad (7.7)$$

$$\pi_t = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) \cdot [(l_1)^2 \cdot (l_2)^2 + (m_1)^2 \cdot (m_2)^2 + (n_1)^2 \cdot (n_2)^2] \quad (7.8)$$

其中 l_1 、 m_1 、 n_1 、 l_2 、 m_2 、 n_2 分別為縱向和橫向之方向餘弦。最後可以進一步簡化電阻變化率與應力之間關係為：

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t \quad (7.9)$$

其中如圖 7.5 所示， σ_l 與 σ_t 分別代表所受縱向 (longitudinal) 及橫向 (transverse) 之應力，而 π_l 與 π_t 分別代表壓阻在縱向及橫向之壓阻係數。

表 7.1 矽及鍺在室溫下之壓阻係數。

材料	ρ ($\Omega \cdot \text{cm}$)	π_{11} (10^{-11} Pa^{-1})	π_{12} (10^{-11} Pa^{-1})	π_{44} (10^{-11} Pa^{-1})
矽 (p 型)	7.8	6.6	-1.1	138.1
矽 (n 型)	11.7	-102.2	53.4	-13.6
鍺 (p 型)	1.1	-3.7	3.2	96.7
	15	-10.6	5.0	46.5
鍺 (n 型)	1.5	-2.3	-3.2	-138.1
	5.7	-2.7	-3.9	-136.8
	9.9	-4.7	-5.0	-137.9
	16.6	-5.2	-5.5	-138.7

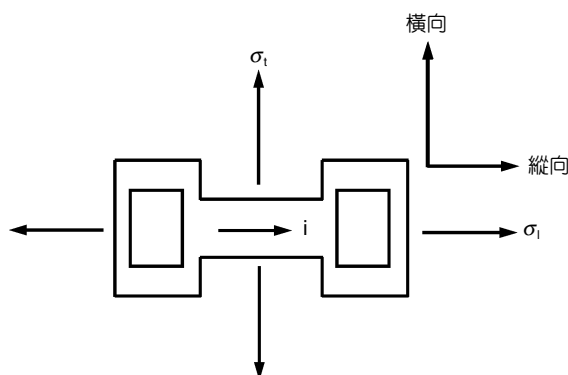


圖 7.5

電阻變化與應力關係。

壓阻係數 π_l 與 π_t 與晶軸方向之關係如表 7.2 所列。如果以極化座標表示可以得到如圖 7.6 所示之壓阻係數 π_l 與 π_t 在各個不同晶片沿各個方向之大小。

上面所提的壓阻係數並非常數，會隨摻雜濃度及使用溫度而變。一般任一壓阻係數可以表示為：

$$\pi(N, T) = \pi_0 \cdot P(N, T) \quad (7.10)$$

亦即低摻雜在室溫之壓阻係數值 π_0 ，乘以一隨摻雜濃度 N 及溫度 T 而變的因數 $P(N, T)$ 。一般而言，如圖 7.7 所示，壓阻係數隨摻雜濃度及溫度的增加而降低。顯然地，在實際應用上，摻雜濃度不應太高而降低了靈敏度。但是壓阻係數的溫度係數也隨濃度的增加而降低，所以實務上，必須在靈敏度及較低溫度係數間做一取捨。

上述的電阻變化僅考慮線性壓阻關係⁽¹¹⁻¹²⁾，無法用來設計高精密度的感測器，故 K. Suzuki 等人進一步考慮在方形薄膜上壓阻所產生之非線性電阻變化，將電阻變化表示為：

$$\frac{\Delta R}{R} = \sum_{i=1}^n (C_{ii} \sigma_{ii} + C_{ii} \sigma_{ii}) \quad (7.11)$$

表 7.2 π_l 與 π_t 與晶軸方向之關係。

縱軸方向	π_l	橫軸方向	π_t
100	π_{11}	010	π_{12}
001	π_{11}	110	π_{12}
111	$1/3(\pi_{11} + 2\pi_{12} + \pi_{44})$	$\bar{1}\bar{1}0$	$1/3(\pi_{11} + 2\pi_{12} - \pi_{44})$
$11\bar{0}$	$1/2(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	111	$1/3(\pi_{11} + 2\pi_{12} - \pi_{44})$
$11\bar{0}$	$1/2(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	001	π_{12}
110	$1/2(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	$\bar{1}\bar{1}0$	$1/2(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44})$

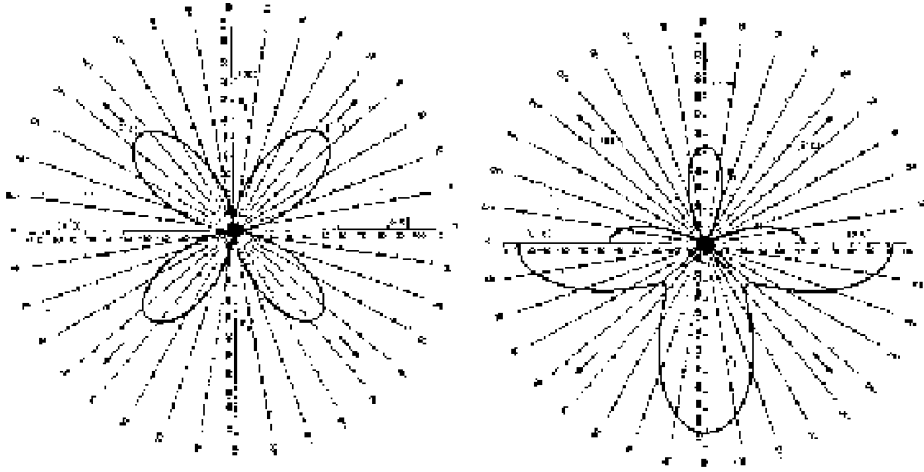


圖 7.6 π_i 與 π_j 在 (a) p 型及 (b) n 型矽晶片沿著 (100) 方向之關係。

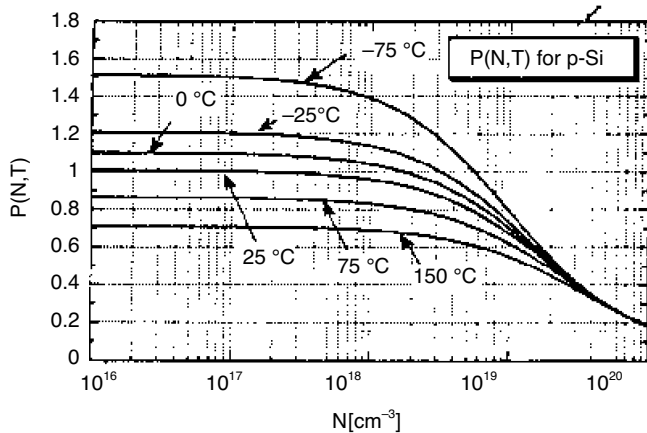


圖 7.7

p 型矽的壓阻因數 $P(N,T)$ 。

其中 C_{ii} 和 C_{ij} 分別為第 i 個橫向和縱向壓阻係數。通常而言，三次項就是 $n=3$ ，多項式近似解已足以描述整個系統。根據他們的實驗值， C_{ii} 和 C_{ij} 分別如表 7.3 所列。

值得一提的是，此公式中的應力包含大變形所引起的薄膜張應力 (由大變形造成)，如其值不小 (亦即設計上有問題或是使用不當皆會造成)，則可能比單獨由彎曲應力 (bending stress) 造成非線性壓阻關係更大，因而造成更嚴重的非線性。

7.1.1.2 製程介紹

如圖 7.8 所示，壓阻式壓力感測器製作流程與一般 IC 製程類似，首先必須對感測器之機械特性及電子特性作模擬，已求得最佳化設計，接著將此設計落實到光罩之佈局及製

表 7.3 高次項的壓阻係數。

壓阻係數	數值
C_{11} (cm ² /dyne)	5.8×10^{-11}
C_{12} (cm ² /dyne)	1.4×10^{-21}
C_{13} (cm ² /dyne)	-1.5×10^{-31}
C_{21} (cm ² /dyne)	-5.6×10^{-11}
C_{22} (cm ² /dyne)	3.2×10^{-21}
C_{23} (cm ² /dyne)	0

程之參數條件。通常下一步就是利用一般 IC CMOS 製程完成壓阻製作及相關連接導線製程，此時主要是製作壓阻及轉換用之惠氏電橋。接著，我們就可以利用微細加工方式製作隔膜 (diaphragm)，圖中乃是採用體型微加工製作⁽¹⁰⁾，是目前製作之主流，此種方法較容易，但是卻耗費較大之面積。如果壓力計會受到封裝之影響 (例如：熱應力)，通常我們會利用接合 (bonding) 方式，將矽基感測計與另一片晶圓接合。例如與玻璃晶圓接合，作為應力隔絕之用。在一般稱為後段製程部分，先是利用鑽石刀切割機將上述接合好之晶圓切割成許多感測晶粒，再利用取放 (pick and place) 機器配合以點膠方式將晶粒黏著於封裝上，然後再以打金線 (wire bonding) 將晶粒上訊號引至外界之導線架 (leading frame) 上。此部分似乎與一般 IC 後段製程一樣，但是幾乎都必須發展特殊條件參數及治具。例如切割時由於包含矽及玻璃兩種材料且相當厚，故切割條件不同於一般 IC 僅有矽材料。而壓力感測計之外表必須有突出之連接口，故黏著與打金線治具皆不同於一般 IC。除此之外，封裝上由於必須在感測計上方保持為無限制狀態，亦即必須讓隔膜可以隨著壓力差自由變形，此時一

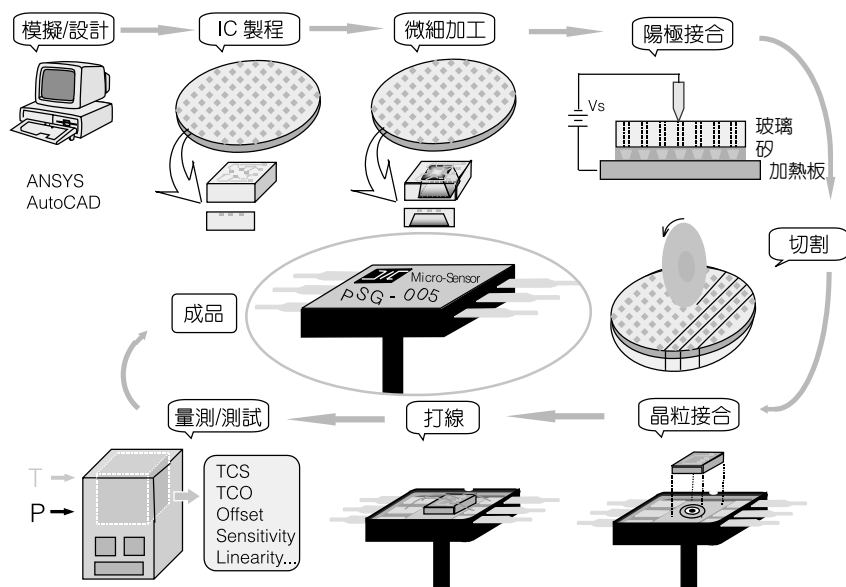


圖 7.8

壓阻式壓力感測器製作流程 (來源：工研院材料所)。

般以 epoxy 作轉換式成模 (transfer molding) 將無法直接使用，必須修改流道或利用阻擋層保持隔膜上方淨空。或是利用射出成型的方式將導線架與塑性材料一起先射出，隨後再進行黏著與打金線。最後對所製作之感測晶粒進行量測及各項測試。對於微機電元件而言，除了傳統的電子訊號測試之外，另外必須進行各種功能測試。例如壓力感測計必須量測在無壓力時之輸出 (zero-pressure offset)、靈敏度及線性度等，以及隨著溫度變化上述值之變化情況。最後各種可靠度實驗及可能之失效機構研究必要時也都必須進行。

壓阻式壓力感測器之基本結構如圖 7.9 所示，其中壓力感測隔膜是利用電化學自動蝕刻終止的方式製作，四個形成惠氏電橋之壓阻製作乃是利用離子植入或是固態擴散方式，在 n 型矽磊晶上製作 p 型之壓阻，如此其靈敏度較高，並由一介電層覆蓋保護。鋁線為接觸區，有時也可用貴金屬或耐火金屬，而可使用在較高溫度或抗腐蝕需求上。為了隔絕外來之應力 (如封裝上導線架與塑膠結構因為熱膨脹係數差異，造成熱應力而反映在元件輸出上)，可以利用接合一玻璃方式使得應力變化遠離壓阻。

矽壓阻型壓力感測器在封裝時，為避免及減小晶粒黏著 (die attach) 時所引起的應力，使得壓力感測輸出產生偏差，因而通常可用陽極接合方式，將矽—玻璃接合起來，做為壓力感測元件之一部分。矽—玻璃接合製程之目標為：經由陽極接合之方式，達到矽—玻璃全面積緊密接合，且儘量減少對壓力感測晶粒性能的影響。

壓阻式壓力感測器為最早利用微加工技術的微感測器。矽基壓阻效應的量規因子為金屬應變規的 20—30 倍，其靈敏度很高。首先利用一般 IC MOS 製程，在矽基板之正面製作壓阻及導線之後，以 KOH 溶液及電化學蝕刻終止技術，由矽晶片背面進行非等向性蝕刻成懸膜 (厚度由磊晶層厚度決定)。接著晶背以 RIE 除去當做蝕刻遮罩之 nitride/oxide 後，進行陽極晶片接合，接合上玻璃片的目的是緩和封裝上可能產生熱應力，除此可以在接合時在真空環境下進行，藉此製作絕對壓力計。

7.1.1.3 設計與分析

本章節主要是討論壓力微感測器結構設計及應力影響，以期達到最佳化。一般在評量壓力微感測器時，通常以非線性度 (nonlinearity) 及輸出電壓 (或元件之靈敏度) 作為評量之

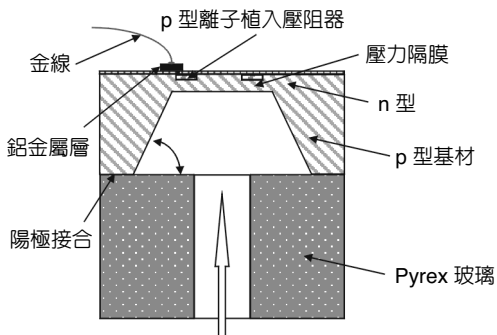


圖 7.9

壓阻式壓力感測器基本結構。

主要標準，但此二者通常為互相抵觸，亦即無法同時達到改善目標，故需要在二者間求得一平衡點。一般來說，電壓輸出範圍容忍度較大，而非線性度範圍容忍度較小，故一般皆以非線性度為首要改進對象。

通常除了隔膜本身的寬度及厚度之外，電阻本身的形狀及位置皆會影響元件的性能。故設計時多將前述之參數列為主要考慮之對象。另外當設計低壓微感測器時，中間常加上凸出物（稱為 boss）以改善非線性度，為另一種改進方式。

而非線性度的來源可分為三類：來自壓阻關係本身的非線性、來自晶粒結構本身的非線性（亦即結構大變形 (large deformation) 所造成），及惠氏電橋之非線性。另外元件輸出的誤差亦有來自矽對溫度靈敏度，及來自矽本身的再現性、遲滯性。非線性雖然亦可由外加電路作補償，但由於非線性來源相當廣泛，此外加電路的設計將極為複雜而不切實際。故一般而言，應經由元件的設計改良來減小非線性。壓阻材料的非線性已在前面章節討論過，在此將討論結構對元件輸出之影響。

(1) 薄板變形理論

因為板子 (plate) 在日常生活中廣為應用，科學家很早就對各種形狀的板子進行分析及研究⁽¹⁶⁾，而一般又將板子分為小變形的薄板 (thin plate)、大變形的薄板及厚板 (thick plate) 三種。而矽微細加工壓力微感測器的薄膜則可視為一種薄板。一般小變形乃是由彎曲力矩 (bending moment) 造成，與薄膜變形方向有關。如不考慮非線性應力，則一般小變形的薄板理論已足夠。如圖 7.10 所示，由於外來過大壓力除了造成彎曲應力之外（圖 7.10(a)），亦會導致薄膜內部平面伸張 (elongation) 而產生大變形效應（圖 7.10(b)），與薄膜變形方向無關，亦稱為氣球效應 (balloon effect)，此時所施加之壓力方向將會影響最終應力大小（圖 7.10(c)）。故微感測器的應用壓力範圍應儘早確立，以從設計上減小此效應。使用應變能方法，方形大變形的薄板的近似解可用交替近似 (successive approximation) 解法求得。但是此法較為困難不易使用。

首先來討論小變形的薄板變形理論：一長 $2a$ 、寬 $2b$ 、厚 h 之平板，如圖 7.11 所示，當受到壓力 q 時其變形 w 之微分方程式可寫成：

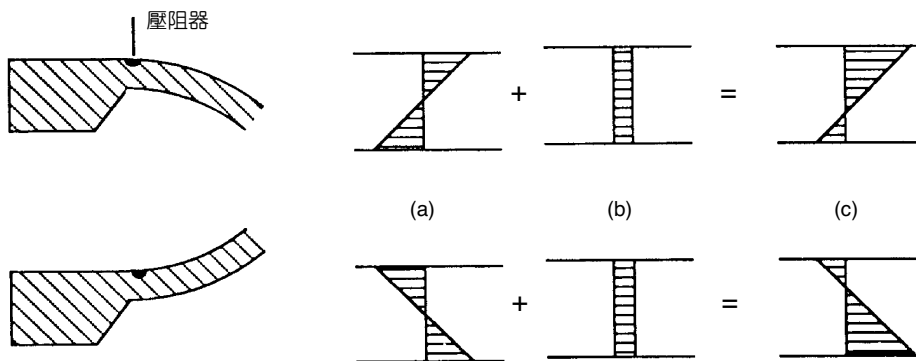


圖 7.10
結構大變形。

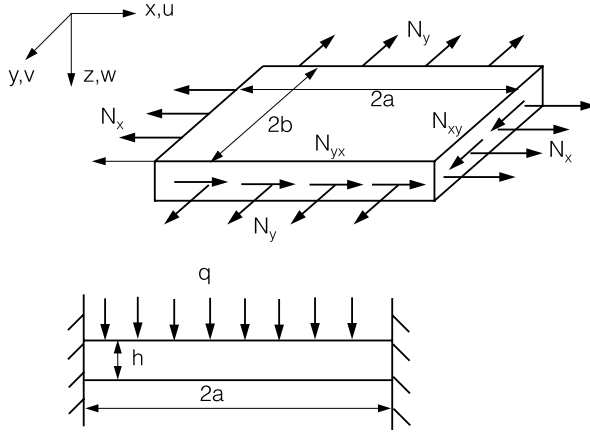


圖 7.11

均勻加壓且四周固定平板，圓心定在板子及上下平面中心。

$$\frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + 2 \frac{\partial^4 w}{\partial x^2 \partial y^2} + \frac{\partial^4 w}{\partial y^4} = \frac{1}{D} \left(q + N_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + 2N_{xy} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} + N_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right) \quad (7.12)$$

其中 N_x 、 N_y 和 N_{xy} 分別為內平面 (in-plane) 單位寬度的正向力及剪力 (shear)。 D 為彎曲剛度 (flexural rigidity)，包含材料係數 E 且

$$D = \frac{Eh^3}{12(1-\nu^2)} \quad (7.13)$$

注意此公式假設：

1. 整體結構之最大變形需小於五分之一的薄膜厚度 h 。亦即只適用於中性 (neutral) 平面存在的微小變形。
2. 薄膜邊緣為固定 (built-in edge)，無法考慮晶粒的邊柱 (rim) 之影響。因為使用非等向性蝕刻 (anisotropic etching) 會造成薄膜邊形成斜度 (taper)，此會減小應力集中現象及在邊緣外產生小變形，亦即預測變形的結果會較小而產生較大應力。
3. 無熱應力及殘餘應力。且只適用於有限形狀，如方形、長方形及圓形。

因真實解不易求得，故通常以變分方法 (variation methods) 來求近似解。再配合彎曲力矩及彎曲應力公式：

$$M_x = -D \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right), \quad M_y = -D \left(\frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad (7.14)$$

$$(\sigma_x)_{\max} = 6 \frac{M_x}{h^2}, \quad (\sigma_y)_{\max} = 6 \frac{M_y}{h^2} \quad (7.15)$$

可以發現一些重要關係，如最大變形出現在薄膜中心，

$$w_{\max} = 0.02024q \frac{a^4}{D} \quad (7.16)$$

及在薄膜中心之應力為：

$$\sigma_x = \sigma_y = -0.42028(1+\nu)q \frac{a^2}{h^2} \quad (7.17)$$

在邊緣中央則出現最大應力 (平板的上表面)，這也是為何壓阻器放在邊緣中央附近，藉由大應力變化以取得較大的靈敏度，

$$\sigma_{x,\max} = 1.2324q \frac{a^2}{h^2} \quad (7.18)$$

而 σ_y 為：

$$\sigma_y = \nu \sigma_{x,\max} \quad (7.19)$$

由此可發現應力由兩邊緣中央往板中央遞減，且由正變負。

在壓力感測器的設計中，晶體的取向主要有 (100) 和 (110) 晶面兩種。由於使用非等向性侵蝕法以製作方形或矩形之矽薄膜片及配合電路製作，矽隔膜製作通常選 (100) 晶面。而當電阻取向在 $\langle 110 \rangle$ 晶向時，電阻的壓阻係數最大。故壓力感測器乃採將 $\langle 110 \rangle$ 方向 p 型半導體壓阻器置於 n 型 (100) 矽方形隔膜上。我們在以下討論除非另有說明，將繼續針對上述壓阻器討論。綜合上述結果，電阻變化可大略表示為：

$$\frac{\Delta R}{R_{pl}} = -\frac{\Delta R}{R_{pp}} \cong \frac{\pi_{44}}{2}(\sigma_l - \sigma_t) \quad (7.20)$$

其中 $(\Delta R/R)_{pl}$ 和 $(\Delta R/R)_{pp}$ 分別為平行電阻和垂直電阻所表現之電阻的變化率。我們可以發現最大電阻變化出現於邊緣中央，約為：

$$\frac{\Delta R}{R} = 0.56\pi_{44}q \frac{a^2}{h^2} \quad (7.21)$$

而最小電阻變化出現於板中央，約為零。所以電阻變化基本上乃隨著 (a^2/h^2) 成正比，亦即欲增加元件靈敏度，我們需增加邊長 a 、減少厚度 h 。所以如何精確地控制薄膜厚度及寬

度，乃是極為重要的課題。(注意此結論只適合方形薄膜。) 由上式可知，要得到最大壓力靈敏度， a/h 要愈大愈好。但實務上， a 的上限受限於成本的考量，在一片晶片上得到愈多晶粒，成本愈低。 h 的下限考慮則為生產製造的限制及厚度再現性的需求。基本上靈敏度亦隨著電阻變化率增加而增加，但是此時非線性度亦隨著增加，主要原因跟結構非線性度有關。如圖 7.12 所示，可以看出隨著所加負荷增加，非線性度 (曲線) 偏離理想線性關係 (直線) 之程度亦隨之增加。另外，製作太薄的隔膜並不容易，因而低壓晶粒的發展必須採用其他方式。解決的方法之一乃是利用凸塊 (boss) 的結構來限制懸膜的變形並線性化，如圖 7.13 所示。利用上述形狀，以 1PSI 之感測元件而言，其全量輸出可達 100 mV，而非線性度小於 0.1%。

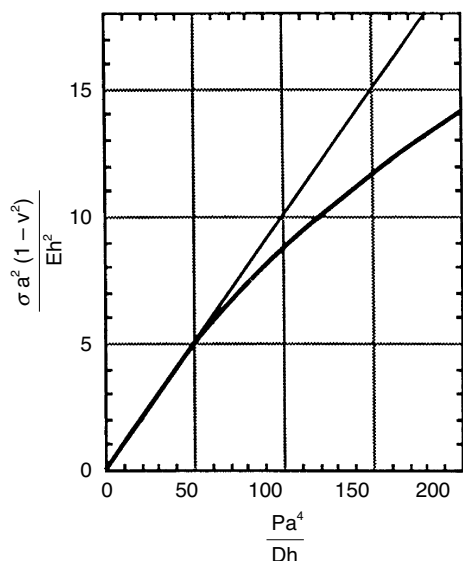


圖 7.12 無因次之負荷與位移之關係。

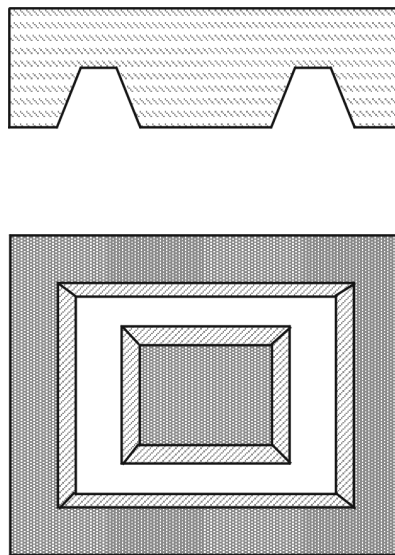


圖 7.13 低壓壓力微感測器結構。

(2) 靈敏度與非線性之計算

由以上的應力公式，可以進一步推展至壓阻所表現之應力變化。因為壓阻乃有限長度而非點狀之物體，且所處位置乃應力變化極大之區域，故上面所推展的應力公式 (乃是位置函數) 並不能直接用在壓阻上，可以利用積分法來解決以上所說之問題。

首先，我們知道壓阻因為要取得較大靈敏度常置於應力較大之處，如圖 7.14 所示 (因為對稱只有 1/4 隔膜表示出來)。而壓阻之形狀及位置明顯地將影響壓阻所表現之應力。其中較重要之參數有壓阻之長度 (L) 及寬度 (t)。外平行壓阻與隔膜 (並非晶粒) 邊緣之距離為 dx_0 ，與內平行壓阻之距離為 $2dx + t$ ，且只有一半壓阻在此 1/4 隔膜上。垂直壓阻與隔膜邊緣之距離為 dy 。另外薄膜寬度為 $2a$ 、厚度為 h 。此時外平行壓阻器所表現之應力為：

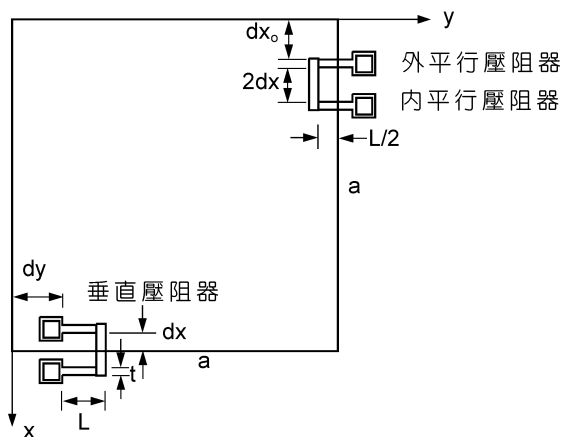


圖 7.14

壓阻器在 1/4 薄膜上之相關位置。

$$\sigma_{x, plo} = \frac{\int_{a-L/2}^a \int_{dx_0}^{dx_0+t} \sigma_x dx dy}{Lt/2} \quad (7.22)$$

$$\sigma_{y, plo} = \frac{\int_{dx_0}^{dx_0+t} \int_{a-L/2}^a \sigma_y dy dx}{Lt/2} \quad (7.23)$$

其中 $\sigma_{x, plo}$ 和 $\sigma_{y, plo}$ 分別為外平行壓阻在 x 軸及 y 軸所表現之應力。一般而言，壓阻越長則表現出來的應力會越小。內平行壓阻所表現之應力 ($\sigma_{x, pli}$ 和 $\sigma_{y, pli}$)，及垂直壓阻之應力 ($\sigma_{x, pp}$ 和 $\sigma_{y, pp}$)，也可以類似方式表示之。

假設平行壓阻所表現之應力為外平行壓阻及內平行壓阻的均勻表現，則：

$$\sigma_{x, pl} = \frac{1}{2}(\sigma_{x, pli} + \sigma_{x, plo}) \quad (7.24)$$

$$\sigma_{y, pl} = \frac{1}{2}(\sigma_{y, pli} + \sigma_{y, plo}) \quad (7.25)$$

其中 $\sigma_{x, pl}$ 和 $\sigma_{y, pl}$ 分別為平行壓阻器在 x 軸及 y 軸所表現之應力。

利用上述公式可求得個別壓阻之變化率。假設對應壓阻表現完全相同，且不考慮零點偏移 (zero offset)，則由惠氏電橋 (不考慮非線性) 表現之靈敏度 (s)，為：

$$s = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R} \right)_{pl} - \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R} \right)_{pp} \quad (7.26)$$

其中 $(\Delta R/R)_{pl}$ 和 $(\Delta R/R)_{pp}$ 分別為平行壓阻和垂直壓阻所表現之電阻的變化率。注意平行壓阻和垂直壓阻所表現之電阻的變化率正好相反。

換算為元件輸出 V (單位為 mV) 則為

$$V = sI_c R_c \quad (7.27)$$

其中 I_c 為元件電流 (單位為 mA)， R_c 為元件電阻 (單位為 Ω)。

(3) 有限元素法

從上述可知當有大壓力施加而產生大變形時，上述簡單的薄板公式可能將無法給予較精準的解。K. Suzuki 等人在其著作有一圖形可大略描述此壓力與變形的線性及非線性的關係⁽¹⁷⁾。為了解決此問題，有限元素法將是一個不錯的選擇。

基本上有限元素法乃是將複雜幾何形狀之傳統微分方程求解，轉變為利用有限元素架構 (亦即將複雜幾何形狀分割為很多個不同形狀及大小之元素再結合 (assembly) 成一體) 轉換成線性幾何問題求解。此時可知難易度已大有不同，更由於電腦之進步與價格之降低，一般設計及研發人員均可很容易取得及使用。而自然地微感測器的設計也漸以此為主力。但欲求得較精準的值，常需要做極小的分割 (mesh) (已接近原先理論之假設)，而導致需要極大的資料庫及冗長的計算 (因為求解之矩陣大小與分割大小成反比關係)，同時由於計算大變形，更是需要繁複的計算及考慮收斂問題。此時可採用以時間換取空間之方法，如 ANSYS⁽¹⁸⁾ 所提供之次模型法 (submodeling)，如圖 7.15 所示，以達到所需之較小的切割，卻不需太多的儲存空間。次模型法乃是基於 St. Venant 原理，是一種有限元素法技巧，可以讓使用者在感興趣之區域產生較精密的分割，以取得精確之結果，而不需要整體皆作極小的切割。

但由於處理次模型法的時候，除了需重建新的模型之外，亦需讀入與前一次之模型的切割邊緣的邊際條件，過程極為繁瑣費時。顯然某種程度之自動化以加速此重建過程極為必要。例如利用 ANSYS 所附之巨集 (macro) 功能撰寫程式將 ANSYS 模型建立，邊際條件

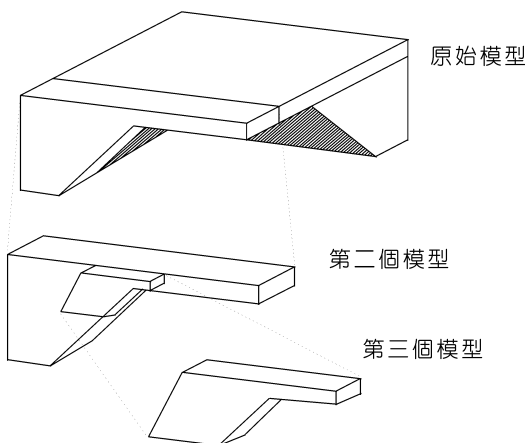


圖 7.15

ANSYS 次模型法示意圖。

施加及次模型法的程序均能獨立於矽隔膜壓力微感測器結構參數之外，亦即，即使不同的薄膜寬度、厚度及電阻本身的形狀及位置，此程式均能很快套用，以節省不必要的系統發展時間⁽¹⁹⁾。

由於壓力計所採用的晶粒乃是完全對稱之方形結構，我們只需採用 1/4 晶粒模型就足以描述整個晶粒以節省儲存空間及計算時間，但在切割邊緣需加上適當邊界條件。關於詳細之規格晶粒及有關 ANSYS 之參數的訂定請參閱表 7.4 所列。

圖 7.16 為採用前述規格及自動化分析過程所得之部分應力結果。從圖中可以發覺應力 ($\sigma_x - \sigma_y$) 對稱出現在薄膜邊緣，且為一正一負，可使得置於此的壓阻變化相反而導致惠氏電橋輸出增大。可以發覺應力 ($\sigma_x - \sigma_y$) 變化更清楚呈現，如此繼續下去，將可取得壓阻附近的應力變化。從圖中我們可以發覺此處應力變化極大，所以光罩對準誤差 (misalignment error) 會造成靈敏度的變化。

表 7.4 壓力計晶粒有限元素分析模型。

項目	規格
晶粒規格	2.5 mm × 2.5 mm × 0.415 mm
隔膜規格	1.35 mm × 1.35 mm × 0.015 mm
蝕刻角度	54.7°
晶片方向	(100) 矽 (<i>n</i> 型)
壓阻方向	⟨110⟩ 矽 (<i>p</i> 型)
材質	非等向性矽
模型大小	1/4 晶粒規格
施加壓力	300 mmHg gauge
邊界條件	底部固定及切割面對稱邊界條件
元素型態	Solid 45
分割方式	Mapped mesh

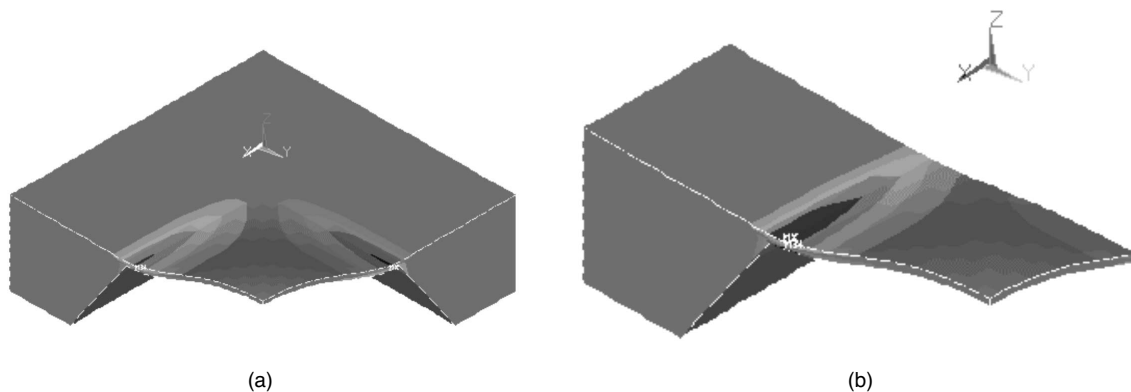


圖 7.16 (a) $\sigma_x - \sigma_y$ (1/4 晶粒模型)，(b) $\sigma_x - \sigma_y$ (新的部分晶粒模型)。

但光憑應力顯示並不能幫我們決定元件之表現。必須能夠計算非線性度及輸出電壓，以做為電腦輔助設計之用。此部分包含前述來自壓阻關係本身的非線性，及來自晶粒結構本身的非線性。不過欲取得壓阻應力變化，需將應力變化及位置的關係亦考慮進來，則外平行壓阻所表現之應力為：

$$\sigma_{x,plo} = \frac{\sum_{\delta y+a-L/2}^{\delta y+a} \sum_{\delta x+dx_0}^{\delta x+dx_0+t} \sigma_x \Delta x \Delta y}{Lt/2} \quad (7.28)$$

$$\sigma_{y,plo} = \frac{\sum_{\delta x+dx_0}^{\delta x+dx_0+t} \sum_{\delta y+a-L/2}^{\delta y+a} \sigma_y \Delta y \Delta x}{Lt/2} \quad (7.29)$$

其中 δx 和 δy 分別為晶粒邊緣 (新的 y 軸及新的 x 軸) 到薄膜邊緣 (原先的 y 軸及原先的 x 軸) 之距離。其他壓阻所表現之應力也可用類似方法求得。

(4) 穩健設計結果比較

上述模擬工具如果配合田口式方法 (Taguchi method)，通常可以得到最佳化設計⁽²⁰⁾。測試組合如表 7.5 所列。在此採用薄板公式所得之解，並利用 ANSYS 考慮大變形及不考慮大變形所得之解做一比較。而比較之參數分別為薄膜寬度 (a)、壓阻器之長度 (L)。外平行壓阻器與隔膜 (並非晶粒) 邊緣之距離為 dx_0 ，與內平行壓阻器之距離為 $2dx + t$ 。垂直壓阻器與薄膜邊緣之距離為 dy 。另外薄膜厚度雖然重要，但由於製程上原因在此並未考慮。

如圖 7.17(a) 所示，縱軸為非線性度之絕對值再取 $\log$ 以表現訊雜比，一般對於希望減小系統之非線性度，則取大的訊雜比。而圖上出現之凹折亦是由於非線性度正負號而造

表 7.5 田口式方法直交表 (L_9)。

分析中所使用之直交陣列				
	a (μm)	t (μm)	dx_0 (μm)	dy (μm)
1	500	8	25	5
2	500	12	50	10
3	500	16	75	25
4	600	8	50	25
5	600	12	75	5
6	600	16	25	10
7	675	8	75	10
8	675	12	25	25
9	675	16	50	5

a ：隔膜尺寸， t ：橋式壓阻寬度， dx_0 ：壓阻至隔膜距離 (x 軸)， dy ：壓阻至隔膜距離 (y 軸)。

成。從圖 7.17(b) 至圖 7.17(d) 可以發覺，如不考慮大變形，則薄板公式所得之解與利用 ANSYS 不考慮大變形所得之解走向及數值皆接近。而 ANSYS 考慮大變形時所得之解與另二者有頗大之差別，且走向類似，但亦有例外。此證明大變形所引起之非線性度不容忽視，而即使簡單的薄板也仍提供我們改進的大方向。也可以發現影響系統輸出最多的是薄膜厚度（事實上薄膜厚度亦是主要影響力之一），其他參數則適合在製程容許的範圍作微調。我們應先選好薄膜厚度及厚度，再調其他參數以達到將非線性度減到最低，這時就需考慮大變形所引起之非線性度。

進一步可以利用有限元素分析，並且考慮大變形所得之模擬結果與實際量測結果作一比較，此結果同樣利用上述之測試組合。由於隔膜厚度量測受限於量測儀器精準度 ($\pm 1 \mu\text{m}$)，

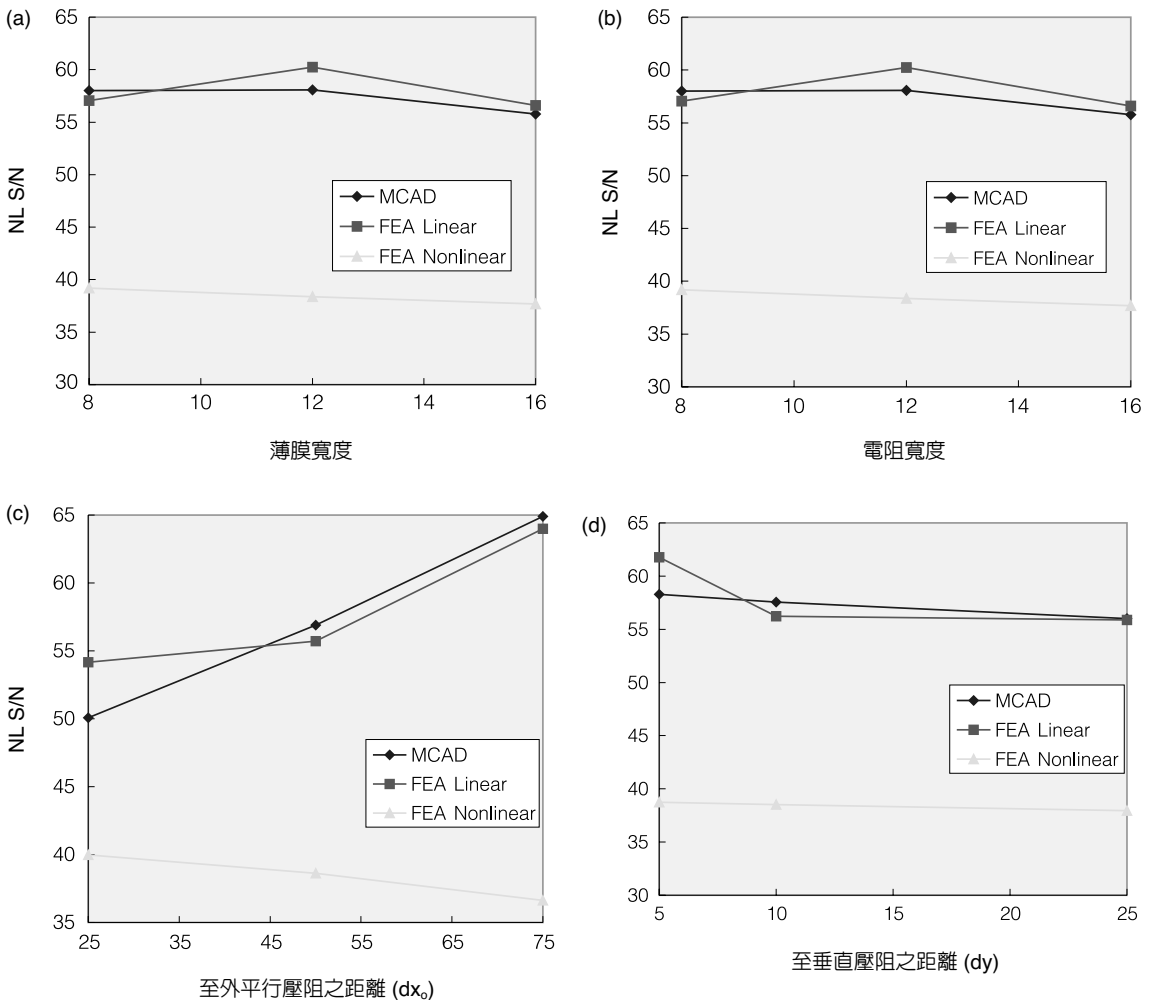


圖 7.17 輸出之比較。

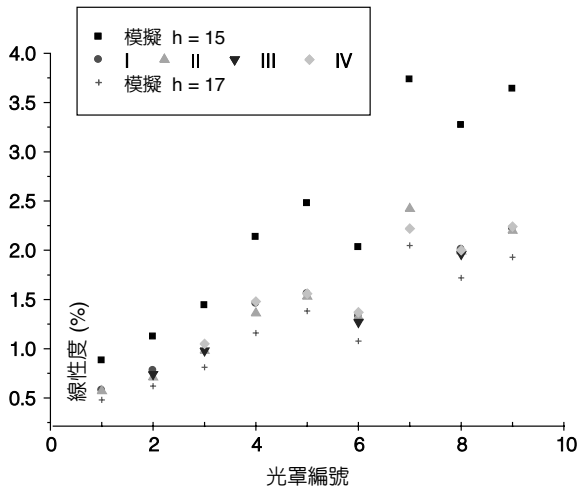


圖 7.18

實驗值與模擬值比較。

故隔膜厚度量測結果雖然約為 $16\ \mu\text{m}$ ，但實際之厚度可能落在 $15-17\ \mu\text{m}$ 。此厚度範圍在此用作模擬時之上下邊界，從圖 7.18 中可以發現模擬結果與實際量測結果 (分為四個象限抽測) 之趨勢相當吻合，可以作為設計改進之參考。

(5) 陽極接合影響

由於研究陽極接合影響必須同時處理因壓力產生之應力，以及因矽與底材之熱膨脹係數的不同而產生之熱應力 (兩種不同輸入)，且兩者應加上之邊界條件亦不相同，此時需處理之問題非常複雜⁽²¹⁾。為此，我們必須將此系統分解簡化。首先必須假設因壓力變形而引起應力及前述之熱應力，可用線性加成的方式求得或逼近真正應力。目前所討論之熱應力將由矽-玻璃在 $400\ ^\circ\text{C}$ 接合後降至 $25\ ^\circ\text{C}$ 室溫來模擬。當然此二種情況所應加上之邊界條件亦不相同。在此同樣採用 ANSYS 所提供之次模型法以達到所需較小的切割，卻不需太多的儲存空間。

但由於處理次模型法的時候，除了需重建新的模型之外，亦需讀入與前一次之模型的切割邊緣的邊際條件，再加上原本就需處理的兩種不同輸入及邊界條件，可以利用 ANSYS 所附之巨集 (macro) 功能撰寫程式將 ANSYS 模型建立，邊際條件施加及次模型法的程序均能獨立於矽薄膜壓力微感測器結構參數之外，亦即，即使不同的薄膜寬度、厚度及電阻本身的形狀及位置，此程式均能很快套用，以節省不必要的系統發展時間。

由圖 7.19 可以看出陽極結合對感測晶粒影響頗大。而經由上述公式計算對於感測晶粒零點偏移的影響約為 $10\ \text{mV}$ (從 $-0.08\ \text{mV}$ 升至 $10.23\ \text{mV}$)，而實際上生產的感測晶粒在陽極結合之後也平均偏移約 $10\ \text{mV}$ (一般呈高斯分布)，可知結果相當接近。

接下來，我們亦可以使用田口式實驗方法來探討各參數對輸出之影響。同樣薄膜寬度對零點偏移的影響最大，很幸運地跟非線性度一樣，減小薄膜寬度也能得到相當程度的改

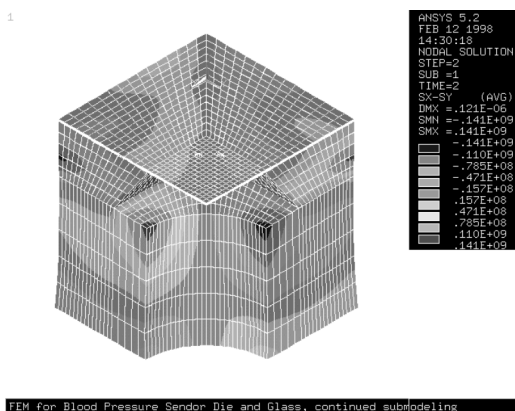


圖 7.19

陽極接合後之 $\sigma_x - \sigma_y$ 。

善。另外當電阻寬度 (t) 增加 (亦即長度減少) 亦可得到不錯的改善，而電阻的位置似乎並非主要因素。

(6) 熱應力分析

在以微電子及微機電的技術所製成的元件中，主要的製作方式之一是使用具有不同熱膨脹係數的薄膜材料來製成所需的結構⁽²¹⁾。例如在半導體積體電路製程，為了形成所想要的電路結構，廣泛使用 SiO_2 、 Si_3N_4 、 Al 等不同性質的材料。此種電路結構主要是平面的，但是為了摻雜 (doping) 或作為連線 (interconnect) 等目的，會有局部的結構變化出現 (如接觸窗 (contact window) 或連接導線)，例如在接觸窗附近很可能會有許多材料在此沉積。另在封裝 (packaging) 上亦有類似的情況出現，不過局部變化的情況較半導體元件為簡單。而對以微機電技術製成的元件而言，可能面臨比半導體元件還要複雜的問題，因為所產生的結構已不再只是平面的而是接近三維，如果沒有好的設計，可能會造成功能上的問題，亦即整個元件可能根本上無法運作，而這主要是由於熱膨脹係數不同所帶來的熱應力所導致。

由於局部應力量測不易，可藉由壓力感測器在不同製程及結構下零點偏移的大小可略知影響程度，最後再經由應力分析逐步驗證各製程及局部結構的影響，以作為改善感測器效能的參考，並得到不錯的結果。

① 應力來源介紹

對於微機電元件而言，應力產生的原因與積體電路元件中可能發生的應力來源類似，但影響卻大為不同。首先介紹積體電路元件應力來源。積體電路元件是由多層厚度不等且材質互異的薄膜所構成的。而每一層薄膜從成長開始，直到元件完成，將遇到許多不同的環境。這些過程，會使得元件裡的各層薄膜中的機械應力發生變化。為了防止這些薄膜因累積過多的應力而產生永久的機械性破壞 (如薄膜剝離或龜裂)，元件裡各層薄膜間在應力分布上的控制便非常的重要，以避免製程的良率 (yield) 受到影響。

基本上，可以用下列公式來表示積體電路薄膜所承受的總應力 (σ_s)：

$$\sigma_s = \sigma_i + \sigma_e + \sigma_{th} \quad (7.30)$$

其中 σ_i 與 σ_e 分別代表薄膜所受的內應力與外應力。其中內應力的來源計有外來的雜質及薄膜本身所具有的各種缺陷；而外應力則大都來自薄膜與其他材質間的附著情形，如不相同的晶格參數 (lattice parameter) 在附著界面所造成應力。至於 σ_{th} ，則是因為熱效應所產生的熱應力，主要的來源是不同物體間的「熱膨脹係數 (thermal expansion coefficient, TEC)」的差異所致。

熱應力可說是積體電路薄膜最主要的應力來源，主要的成因是不同材料對受熱或冷卻後的膨脹與縮小程度不同所致。如果在一個理想的平坦底材上進行薄膜沉積，如圖 7.20(a) 所示，此時薄膜是在一定的沉積溫度下進行的。此沉積溫度通常稱為無應力 (stress-free) 溫度，因為在此溫度時，薄膜與所沉積的底材間並不產生任何附著應力。然而在沉積反應結束後，當底材與薄膜的溫度從沉積高溫降至室溫，因為薄膜與底材的熱膨脹係數並不相同，兩者間的界面將產生熱應力 σ_{th} 。假如沉積薄膜的熱膨脹係數高於底材，則冷卻後的底材外觀將如同圖 7.20(b) 所示，使薄膜承受了張應力 (tensile stress)；反之，如果薄膜的熱膨脹係數低於底材，則冷卻後的整體外觀將如圖 7.20(c) 所示，而薄膜所承受的將是壓應力 (compressive stress)。其強度可以由下列公式來估計：

$$\sigma_{th} = E_f \Delta T (\alpha_{film} - \alpha_{sub}) \quad (7.31)$$

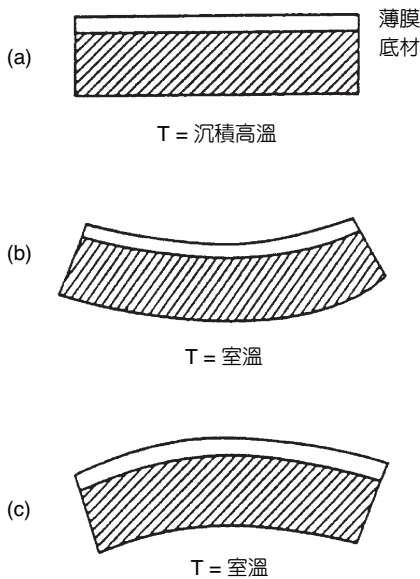


圖 7.20

底材因薄膜與底材間的熱應力而發生彎曲的現象。其中 (b) 為 $\alpha_{film} > \alpha_{sub}$ ，而 (c) 為 $\alpha_{film} < \alpha_{sub}$ 所產生的情形。

其中 α_{film} 與 α_{sub} 分別為薄膜與底材材質的熱膨脹係數， ΔT 為沉積溫度與室溫之間的溫差，而 E_y 為薄膜的楊氏係數。

藉著薄膜與晶片的整個彎曲程度，可以計算出薄膜所承受的應力。假設底材在沉積薄膜之前是絕對的平坦，在沉積之後，底材因應力而產生彎曲的曲率半徑為 R ，則薄膜所承受的應力可以表示為：

$$\sigma_s = \frac{E_{\text{sub}} t_{\text{sub}}^2}{6R t_{\text{film}}} \frac{1}{(1-\nu)} \quad (7.32)$$

其中 E_{sub} 為底材的楊氏係數， t_{sub} 及 t_{film} 則分別是底材與薄膜的厚度， ν 為波松比 (Poisson's ratio)。因此，只要量得底材經薄膜沉積後的厚度及晶片的彎曲半徑，薄膜所受的應力便可以估算出來。但是對於局部應力變化現象及多層薄膜間的熱應力交互作用現象就無法得知。

機械應力經常使薄膜累積過多的能量，而造成積體電路元件的許多問題。例如金屬鋁的薄膜，如受擠壓應力，薄膜的表面產生許多的「小凸起 (hillock)」；若受太大的拉伸，則將產生許多的空隙 (void) 或裂痕 (crack)。這些都會造成元件穩定性的問題。因此，積體電路薄膜所受的應力，都必須小心的加以控制，通常可在薄膜沉積完後，藉適當的「回火」來調整薄膜所受的應力。或當狀況許可時，調整製程參數及順序來達成低應力情況。

② 分析模擬

如前所述，熱應力是積體電路薄膜製程中的主要副作用之一。對於積體電路元件而言，熱應力主要造成長期穩定性的問題，並不會影響元件的功能 (至少短期內不會)，但對於微機電元件，熱應力的存在，卻可能造成嚴重的功能問題。例如：對於微機電元件常被使用的樑 (beam) 結構，如果此結構必須由具有不同 TEC 的材料所組成，當樑結構不夠堅硬時，可能會因存在應力造成扭曲而變形。因此在元件設計及原型建立階段，對於熱應力可能造成的影響，正確的分析模擬是絕對必要。但是以往熱應力的分析模型多是假設所分析的結構為多層 (multi-layer) 平坦結構，如印刷電路板 (PCB)，且截面積需遠大於他們的厚度。然而對微機電元件而言，就無法直接應用此種模型來分析頗為重要的局部結構及製程變化。因此可以使用有限元素分析來研究此種問題。

我們從矽壓阻式壓力感測晶粒之反應可以瞭解熱應力的影響。因為矽壓阻式壓力感測晶粒是利用壓阻原理來量測壓力，當壓力造成隔膜上應力變化時，會造成壓阻器的阻值改變。所以當熱應力變化時，其對應的阻值亦會產生變化，當然輸出也跟著變化。其對應的阻值可表示為：

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{2} \Pi_{44} (\sigma_{xx} \sigma_{yy}) \quad (7.33)$$

從壓力感測晶粒的零點偏移 (zero offset) 數值，發現隨著溫度改變，零點偏移有漂移現象存在。原因可能是因為不同積體電路薄膜製程及局部結構變化，造成相當程度的熱應力，而熱應力隨著溫度變化的特性，也就反應在零點偏移上。因為當溫度變化時 (不再處於室溫)，各層積體電路薄膜間承受的熱應力反應亦不一樣，有的增加 (或減少) 量較大，有的較小，此外有的局部結構變化由於距離壓阻較近造成影響程度較大。

一般而言，有限元素分析在處理上述情況時會碰到二大問題。一是由於積體電路薄膜製程的厚度比起矽底材可以說是太薄了 (約 1 : 10000 以上)，如果要用有限元素分析來建模型 (model)，則所產生的分割 (mesh) 不是太密，就是所採元素 (element) 長寬比差異過大，而造成計算值誤差過大而不能信賴 (事實上往往兩者皆發生)。另一則是如要模擬積體電路薄膜製造過程，必須累積各部分製程所產生的結果及考慮可能的交互作用，再於最後放置至各個正確的節點 (node)。不但過程繁雜易出錯，且耗時費事不易模組化。

為了解決上述問題，可以採取以下策略進行分析。(1) 由於應力變化情形對零點偏移的影響是最大的，當影響源 (施力處) 遠離測量處時可以忽略不計，主要是因其影響很小。故可藉此大幅縮小所模擬的區域，例如只計算壓阻附近的區域，且深度也大為縮短，僅及矽底材的表面區域。(2) 將利用 ANSYS 中所提供的元素產生／死亡 (element birth/death) 的技巧來解決前述之困擾。此技巧乃是將尚未用到的結構 (元素) 部分將其材料性質等改設為極小 (稱為殺掉 (ekill))，再依製程的進度逐一恢復各部分的材料特性，彷彿結構才剛加上 (稱為復活 (ealive))。當然亦可反向而行來模擬結構去除 (death) 的現象。妥善運用此技巧可以模擬積體電路薄膜的製程順序。藉此功能來模擬多層次，有局部變化，且具有多種不同無應力溫度的結構。在模擬中所採用的材料有 SiO_2 、 Si_3N_4 、Al 及 Si 等，其材料特性如表 7.6 所列。

表 7.6 材料特性。

	矽 (塊材)	鋁薄膜	二氧化矽薄膜	氮化矽薄膜
TEC ¹	$2.3 \times 10^6/^{\circ}\text{C}$	$23 \times 10^6/^{\circ}\text{C}$	$0.4 \times 10^6/^{\circ}\text{C}$	$2.11 \times 10^6/^{\circ}\text{C}$
TEC ² ($10^6/^{\circ}\text{C}$)	2.5 (300 K)			
	3.1 (400 K)			
	3.5 (500 K)			
	3.8 (600 K)			
	4.1 (700 K)			
	4.3 (800 K)			
楊氏係數	165/170 GPa	70 GPa	70—75 GPa	380 GPa
密度	2330 kg/m^3	2700 kg/m^3	2200 kg/m^3	3100 kg/m^3
波松比	0.22/0.278/0.3	0.334	0.17	0.24 (0.22—0.27)

註 1：常數值，註 2：隨溫度變化數值。

積體電路薄膜的模擬區域及有限元素分析模擬區域分別如圖 7.21 及圖 7.22，而圖 7.23 則為模擬區域積體電路剖面示意圖。製作模型的方式則為：先長出底材部分 (只採用 $5\ \mu\text{m}$ 的厚度)，再依次依照製程順序及結構長出各層。全部製程共有 7 層，但在元素產生／死亡過程中只需先殺掉未用到的材料，再依製程次序復活即可，非常方便。

例如：為了模擬製程順序，首先可殺掉 Al 及 Si_3N_4 兩種材料，再利用 $T_{\text{ref}} = 1100\ ^\circ\text{C}$ (代表無應力溫度) 及 $T_{\text{unif}} = 25$ (代表室溫或其他操作溫度，在此使用 $75\ ^\circ\text{C}$ 及 $0\ ^\circ\text{C}$ 作為量測極端值) 可得出 SiO_2 對 Si 底材的影響，而後再依次復活 Si_3N_4 (設定 $T_{\text{ref}} = 850\ ^\circ\text{C}$) 及 Al (設定 $T_{\text{ref}} = 400\ ^\circ\text{C}$)。如此就可得到各層熱應力對元件特性的影響。

③ 結果分析

從圖 7.24 可以得知各製程間的熱應力表現及對溫度漂移的情況。例如鍍完鋁之後，從輸出可看見愈靠近接觸窗的地方應力增加愈快 (亦即梯度 (gradient) 頗大)，且遠比 SiO_2 的影響為大，故壓阻感受到的應力將非常不均勻。接觸窗靠近壓阻可能不是好設計。

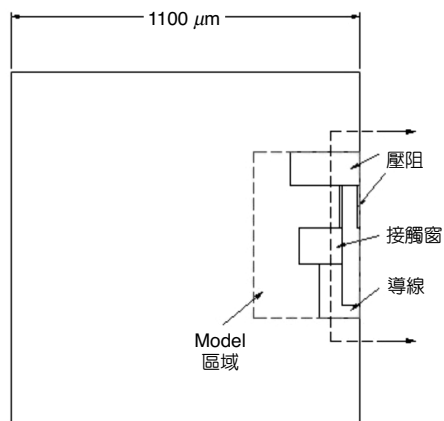


圖 7.21
模擬區域。

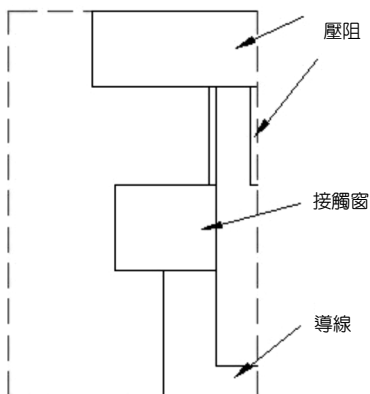


圖 7.22
FEA 模擬區域。

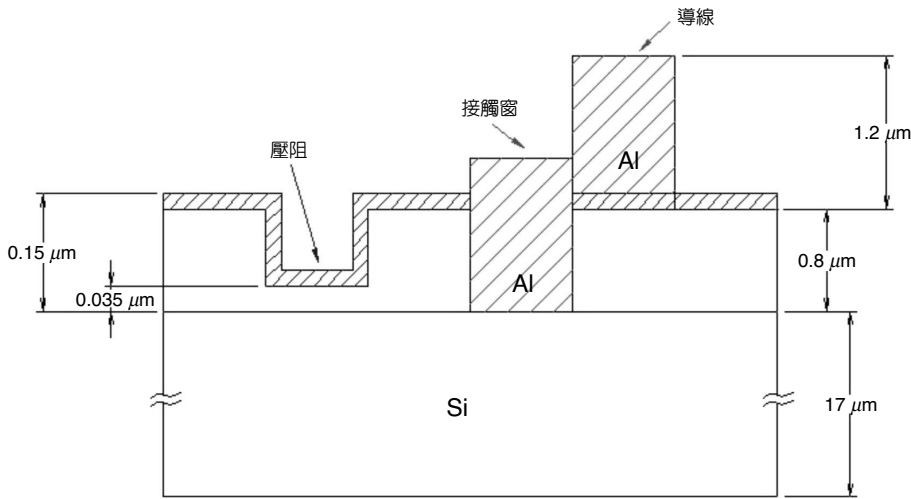


圖 7.23
製程剖面圖。

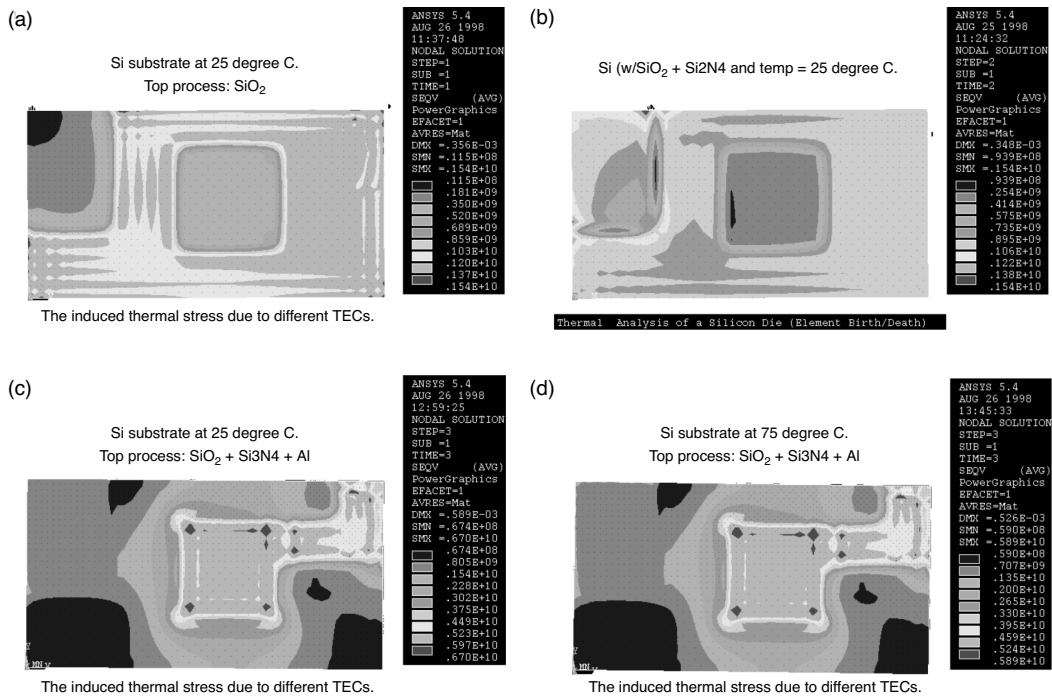


圖 7.24 (a) 矽底材在沉積完 SiO₂ 後回到室溫。(b) 矽底材在沉積完 SiO₂ 及 Si₃N₄ 後回到室溫。(c) 矽底材在沉積完 SiO₂ 及 Si₃N₄ 及濺鍍 Al 後回到室溫。(d) 矽底材在沉積完 SiO₂ 及 Si₃N₄ 及濺鍍 Al 後到 75 °C。

7.1.1.4 校正與溫度補償

矽壓阻式壓力感測器是由四個同值電阻組成惠氏電橋，如圖 7.25 所示，其輸出電壓和輸入壓力成正比，理想狀態下當壓力輸入時，電阻值就跟著改變，但是事實上溫度的改變亦會影響其阻值輸出結果⁽²³⁾。

因為電阻值 ΔR 改變，所以輸出電壓 V_o 也跟著改變。

$$V_o = V_+ - V_- \approx V_B \frac{\Delta R}{R} \quad (7.34)$$

如果再考慮壓力，則 V_o 為：

$$V_o = sPV_B \pm V_{zo} \quad (7.35)$$

其中 s 為靈敏度， V_B 為電橋電壓， V_{zo} 為零點偏移。在設計及理想的條件下，零點偏移應該為零，但是由於晶體和電路設計製程的誤差，加上封裝過程方面的影響，所以零點偏移不為零。除此靈敏度也同樣會因為上述原因偏離原先設定值，因此靈敏度及零點偏移皆是設計時的必須考慮項目。故必須藉由外加元件（通常是電阻）來個別修正零點偏移及靈敏度，以符合工程規格，此稱為校正 (calibration)。

一般壓力感測器都有溫度係數的規格，壓力感測器在溫度係數方面可分三類：(1) 靈敏度溫度係數 (TCS)、(2) 零點偏移溫度係數 (TCO)、(3) 電阻溫度係數 (temperature coefficient of resistor, TCR)。TCS 一般大都在 $-2000 - -3000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ，TCR 大都在 $+500 - +1000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ，TCO 值則正負皆有可能。

矽壓力感測器由於溫度的變化會產生誤差，而造成使用上的困擾，所產生的誤差可分為二類：溫度效應在 V_{zo} 上（未加壓力時）及在靈敏度上（加壓時）之影響。雖然可以從設計上作總體的補償，實際上的補償是需要個別處理的。對零點偏移而言，電橋壓阻值間的不

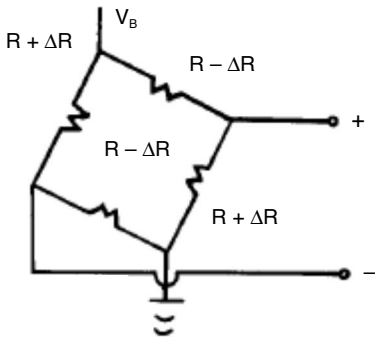


圖 7.25
惠氏電橋。

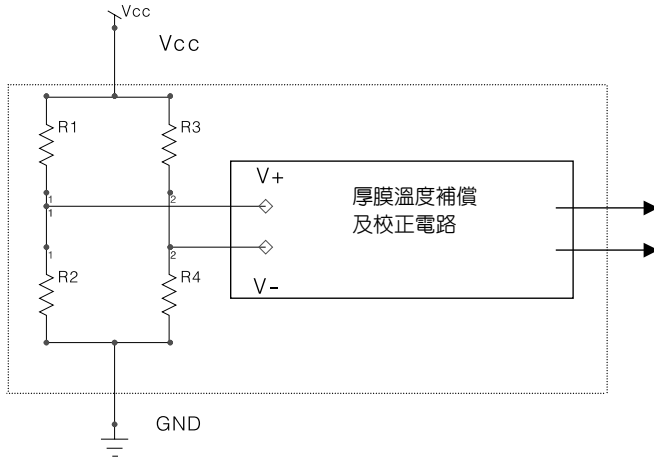


圖 7.26

厚膜線路校正及補償。

相同及封裝時所導致的應力是主因。但是對零點偏移的溫度係數 (TCO) 而言，阻值間的不相同不是主因，外來封裝應力及其受溫度變化的情形才是主要原因。因而通常感測元件在使用時，須補償上述零點偏移。針對上述缺失，利用厚膜線路或是數位校正以作為校正的方式乃應運而生，如圖 7.26 中所示。

一般補償方式可分為以定電壓及定電流作為能量來源方式。所謂定電壓，亦即電橋電壓等於電源電壓。由於電源電壓不隨溫度變化，所以

$$V_o = PV_B s \quad (7.36)$$

整理後可得

$$\frac{V_o}{V_o} = \frac{s}{s} \quad (7.37)$$

在固定電壓情況下，輸出電壓溫度係數等於 TCS。此時 TCS 為

$$TCS_v = \frac{1}{s} \frac{\partial s}{\partial T} = \frac{1}{\pi_{44}} \frac{\partial \pi_{44}}{\partial T} + \frac{1}{\sigma_l - \sigma_t} \frac{\partial \sigma_l - \sigma_t}{\partial T} \quad (7.38)$$

而在定電流 (I_b) 情況下，

$$V_o = PRI_b S \quad (7.39)$$

由於電流不隨溫度變化，所以

$$V_o = PI_B(R_s + R_s) \quad (7.40)$$

整理後可得

$$\frac{V_o}{V_o} = \frac{s}{s} + \frac{R}{R} \quad (7.41)$$

亦即壓力感測器輸出電壓溫度係數是 TCS+TCR 之和。

$$\frac{V_o}{V_o} = \frac{1}{\pi_{44}} \frac{\partial \pi_{44}}{\partial T} + \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} + \frac{1}{\sigma_l - \sigma_t} \frac{\partial \sigma_l - \sigma_t}{\partial T} \quad (7.42)$$

在定電壓下，因應力之溫度係數較小，故 TCS_v 主要由 π_{44} 的溫度係數來決定，一般為負值。在定電流下，可藉由調整第二項的數值（一般為正值）抵銷第一項（約等於 TCS_v ），其抵銷的程度受摻雜濃度的影響。因而經由適當的選擇此兩項溫度係數，可設計一具有很低 TCS 的壓力感測元件。圖 7.27 中有兩處之 $TCS = TCR$ ，分別在 $3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 及 $5 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ ，此時如果採用定電流操作，即使未對溫度效應做補償也可達到某種程度的準確度。

如前所述，一般壓阻式之壓力感測器的 TCS 是負值，如果使用定電壓時，無法產生任何的溫度補償，但是一般應用上多使用電壓電源，此時如要達到補償的結果，就必須採用外加元件方式。以串聯一電阻為例，如圖 7.28 中所示，

$$\frac{V_o}{V_o} = \frac{s}{s} + \frac{V_B}{V_B} \quad (7.43)$$

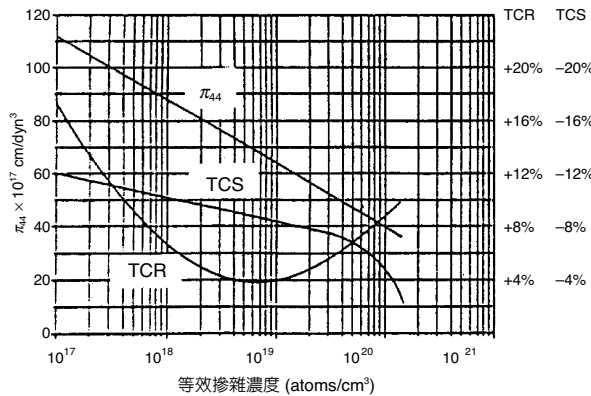


圖 7.27 壓阻特性與摻雜濃度關係。

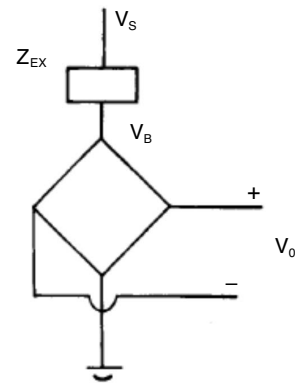


圖 7.28 外接元件之惠氏電橋。

但是

$$\frac{V_B}{V_B} = \frac{Z_{EX}}{R_B + Z_{EX}} \left(\frac{R_B}{R_B} - \frac{Z_{EX}}{Z_{EX}} \right) \quad (7.44)$$

故

$$\frac{V_o}{V_o} = \frac{s}{s} + \frac{Z_{EX}}{R_B + Z_{EX}} \left(\frac{R_B}{R_B} - \frac{Z_{EX}}{Z_{EX}} \right) \quad (7.45)$$

此時，如果此電阻是正溫度係數或是負溫度係數 (如熱敏電阻)，表現會不一樣，藉此我們可以調整最後輸出。一般而言定電流方式較簡單，也節省成本，但是最後能達成之精密度不如定電壓方式。其結果通常如圖 7.29 中所示。

設計時通常校正與溫度補償是同時進行，以免互相影響，但是校正較容易達成、成本亦低。溫度補償則需進行溫度循環實際量測高溫及低溫下之輸出，耗費時間且精準度不易掌握 (例如以雷射修整方式會產生局部加溫現象而影響精準度)，故成本較高。工研院材料所製成之產品，如圖 7.30 所示。

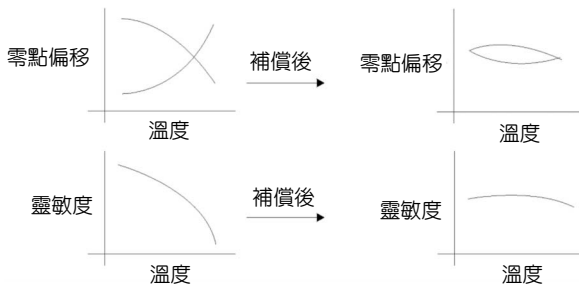


圖 7.29 補償結果。

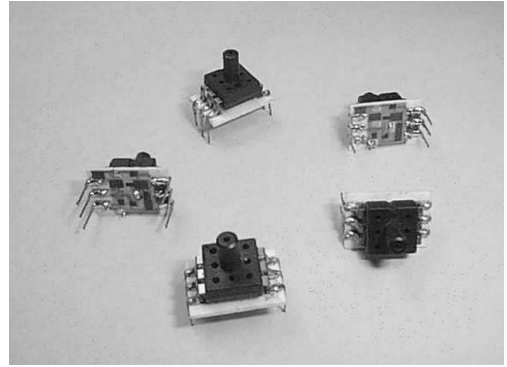


圖 7.30 材料所經過校正與溫度補償之產品。

7.1.1.5 封裝與測試

目前感測器元件封裝上分別承襲自電子封裝及機械式封裝。在感測器的效能與成本上影響最大的就是封裝，如圖 7.31 所示，從圖中可以發現感測器之成本可能僅佔一至二成，但是測試及封裝卻佔了高達七成以上成本。目前電子封裝已累積龐大資源及技術，故早期感測器元件封裝為了充分發揮槓桿效用，如圖 7.32 所示，多從塑膠及陶瓷既有封裝方式稍

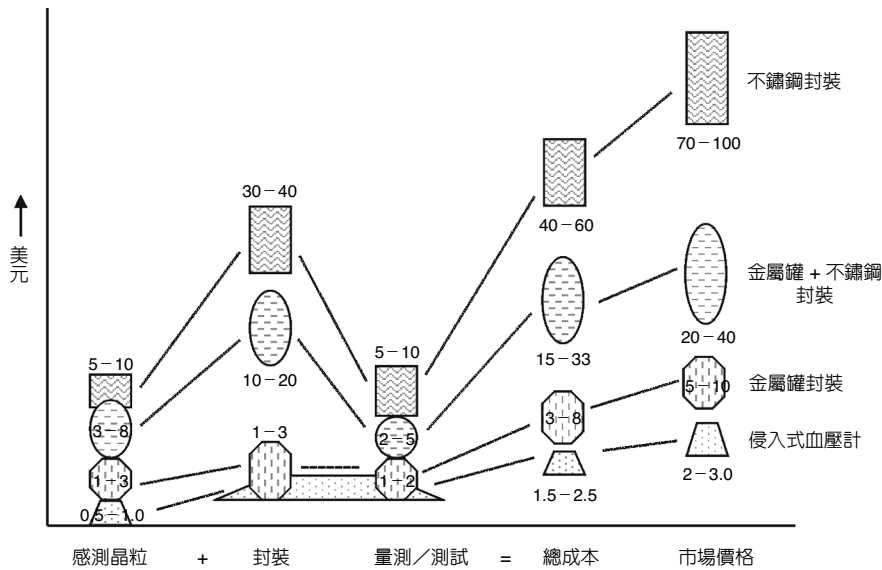


圖 7.31
壓力感測器之成本分析。

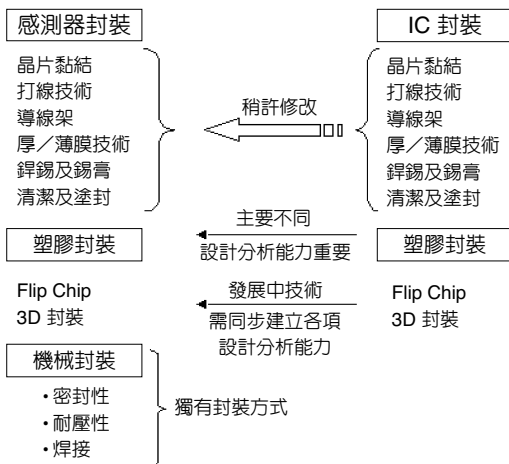


圖 7.32
感測器封裝材料技術展開。

加修改以降低成本。另外對於壓力感測器而言，氣密及耐壓能力亦是考慮重點，故在高壓及腐蝕性氣體環境時，往往採用金屬封裝。

但是感測器元件封裝上之考慮跟一般電子元件並不完全相同，如表 7.7 所列。例如：感測器必須與外界環境接觸，因此須考慮媒介之相容性及電路保護等問題，而電子封裝可以採氣密方式與外界完全隔絕。應力影響則如前述，感測器封裝要求比電子封裝更嚴苛。材料方面感測器由於使用環境差異，種類遠比電子封裝要多，也由於各種使用媒介差異，感測器封裝設計上必須考慮之物理量 (包含熱、電、磁、機械、光、流體等) 遠比電子封裝多，當然分析難度及複雜性更高，許多問題都還在研發階段。適當材料選用及設計與模擬分析將是決定未來元件之功能與成本的關鍵。

表 7.7 感測器封裝與 IC 封裝比較。

	感測器封裝	IC 封裝
適當機械性保護	標準較高	一般標準
媒介相容性及保護	- 可能必須在潮濕、鹽水、體液及腐蝕性環境中擷取感興趣之參數 - 需保護感測元件，消除環境帶來污染及腐蝕。	設法與外界隔絕，強調氣密性及隔絕性
機械界面	需適當機械介面與外界接觸	無
感測 IO	需要，可能包含多種媒介	不需要
應力影響	- 外界操作如加速度及震動等引入應力 - 來自封裝等之外界應力及熱應力 - 影響感測器性能	影響長期可靠度
散熱能力	較不重要	重要性能指標
訊號 IO	一般 < 20	可達數百
補償與校正	- 數位或類比式 - 整體式或混合式	較單純或不需
材料	塑膠、陶瓷、金屬、玻璃等	塑膠為主，陶瓷為輔
模擬分析	多領域物理量 (機／熱／流／電) 需同時考慮	熱傳為主

目前測試及封裝之所以如此昂貴，主要是因為原先感測器製作是採取批次生產，可以有效降低其成本，但是到了測試及封裝階段往往又回復到個別元件分別進行。故若能有效採取晶圓級 (wafer level) 測試及封裝，將可有效大幅降低成本。例如可採用晶圓鍵合方式將隔膜一方封成真空狀態，以製作絕對壓力感測器。雖然感測器封裝需考慮媒介相容性及感測源的引入等問題，故封裝上較一般電子封裝複雜，但如果能以電子封裝累積的資源及技術，當能充分發揮槓桿效用，協助降低感測器的成本，進而提高可靠性及競爭力。故如同一般電子封裝，感測器封裝可分為鍵合 (包含晶粒及晶圓階段)、晶圓切割 (以鑽石刀切割或雷射畫線 (scribing))、晶粒拿取與定位、晶粒黏著、打金線或訊號連結、覆蓋保護 (encapsulation)、封裝製模 (over molding)、訊號修整 (trimming) 及最終測試。

如前所述，對於壓力感測器而言，封裝材料之氣密及耐壓能力亦是考慮重點，如圖 7.33 所示為對一固定封裝材料所計算出的水氣滲透率 (封裝材內部滲達 50% 濕度)，顯而易見的金屬材料防水氣滲透能力最佳，故在高壓及腐蝕性氣體環境時，往往採用金屬封裝。

如圖 7.34(a) 所示，金屬封裝之訊號連接腳 (pin) 與底座部分通常以玻璃隔絕，已達到高阻抗之需求，防止訊號短路，通常稱為金屬罐 (To-CAN)，此往往用於光電等產品，使用量非常大。但對於壓力感測器而言，氣密性及耐高壓能力必須同時兼顧，金屬底座必須以不鏽鋼材料整體製作，可以承受壓力達數千公斤以上。此種封裝方式可以追溯至美國發展太空計畫所需之高壓壓力感測器封裝。此種方式造價高昂不易量產。

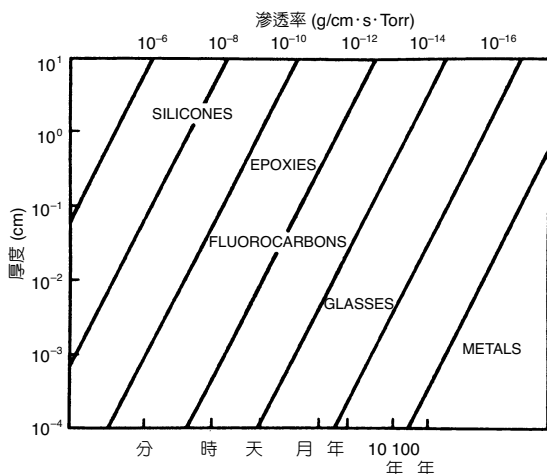


圖 7.33

對一固定結構所計算出的水氣滲透率。

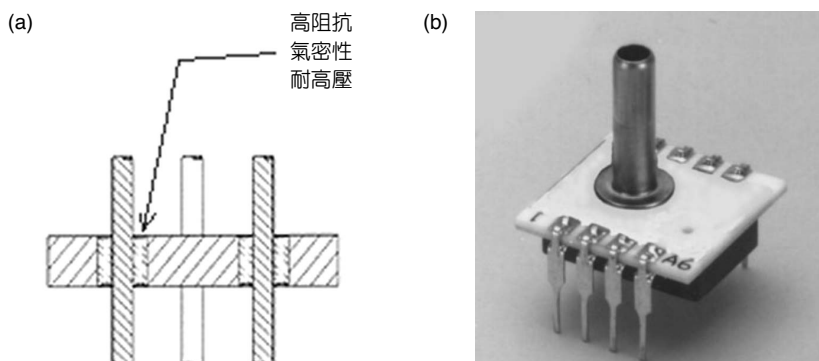


圖 7.34

(a) 金屬封裝，(b) 陶瓷封裝。

但是，如考慮成本，金屬封裝很少被使用，目前主要為塑膠及陶瓷兩種方式。如圖 7.34(b) 所示，陶瓷封裝以陶瓷板外加壓力金屬管方式製成，成本較塑膠為高且易碎，但是陶瓷板上可以厚膜電路製作補償線路，方便模組製作。如圖 7.35 所示為 Motorola 用於汽車壓力感測器之塑膠封裝。為了配合感測器少量多樣之特性，此塑膠封裝設計採用模組概念，先製作一基本封裝稱為鈕扣 (button)，再配合不同應用而披上不同外衣。此種方式可以縮短模具開發時間及節省成本。塑膠耐熱力較差，且氣密性及承受壓力亦不如其他材料，但是成本低廉及製作方便是其最大優勢，故成為目前封裝之主流。

在機械封裝方面，如前所述，為了增加氣密性及耐壓能力，往往採取不鏽鋼材料進行加工做成底座 (header)，為了能在腐蝕性流體等環境工作並且避免高壓損毀晶粒，目前通常採取間接量測方式。亦即在量測晶粒及流體間採用波狀薄板 (corrugated plate) 做為隔離結構，為了忠實傳遞壓力，波狀薄板與晶粒間往往以不可壓縮且熱膨脹係數與矽相近之矽油 (silicone oil) 作為傳遞媒介。其一般組裝方式如圖 7.36 所示，波狀薄板之設計相當重要，會影響量測之精準度。此種封裝價格高昂，多作為傳送器 (transmitter) 用於工業流程控制。其組合成品如圖 7.37 所示。

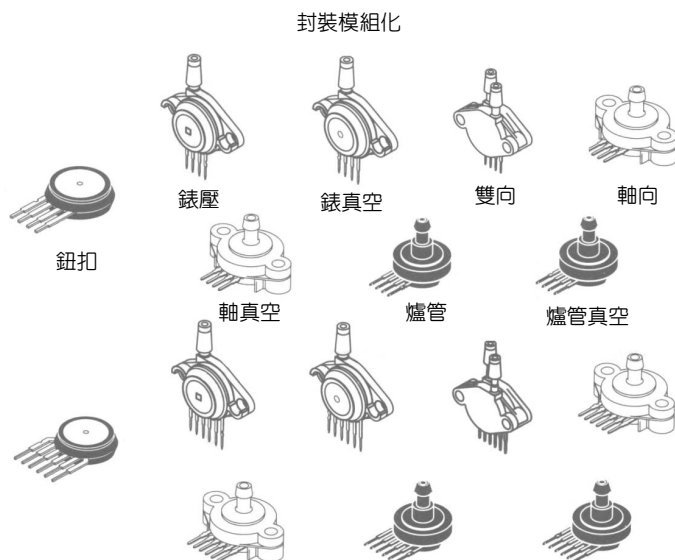


圖 7.35 Motorola 汽車用壓力感測器之塑膠封裝。

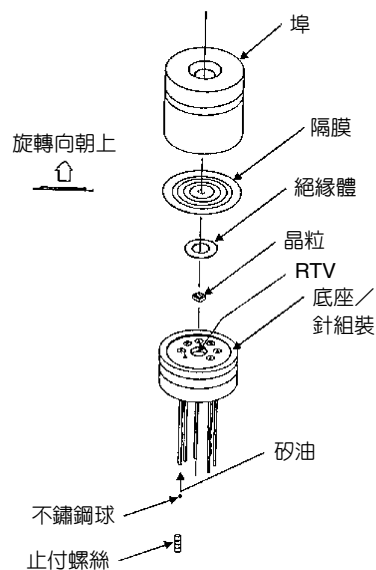


圖 7.36 高壓用壓力感測器之不鏽鋼封裝組裝。



圖 7.37

材料所高壓用壓力感測器之不鏽鋼封裝。

7.1.1.6 可靠度

微機電元件中，表面張力遠比慣性力為大，與一般巨觀世界所熟悉之現象不一樣。故一般微機電元件中黏磨力 (stiction) 及黏著力之遲滯現象皆為一般元件之可靠度重要指標。對於壓力感測器則另多了不同意義。事實上，許多壓力感測器通常被限定使用於乾燥之非腐蝕性氣體中，如用於醫療產業，只能在室溫中於含鹽分之環境使用短時間 (24—48 小時)。當然，如果能製作低成本卻具有長期媒介相容性 (數年以上) 之元件，市場潛力將不可限量，例如：目前可耐油氣之壓力感測器每年皆有數百萬個以上之需求量。而在汽車產業中，壓力感測器尚須能在 -50°C 到 150°C 之環境下工作。如果使用於鹽水或強酸中，可能

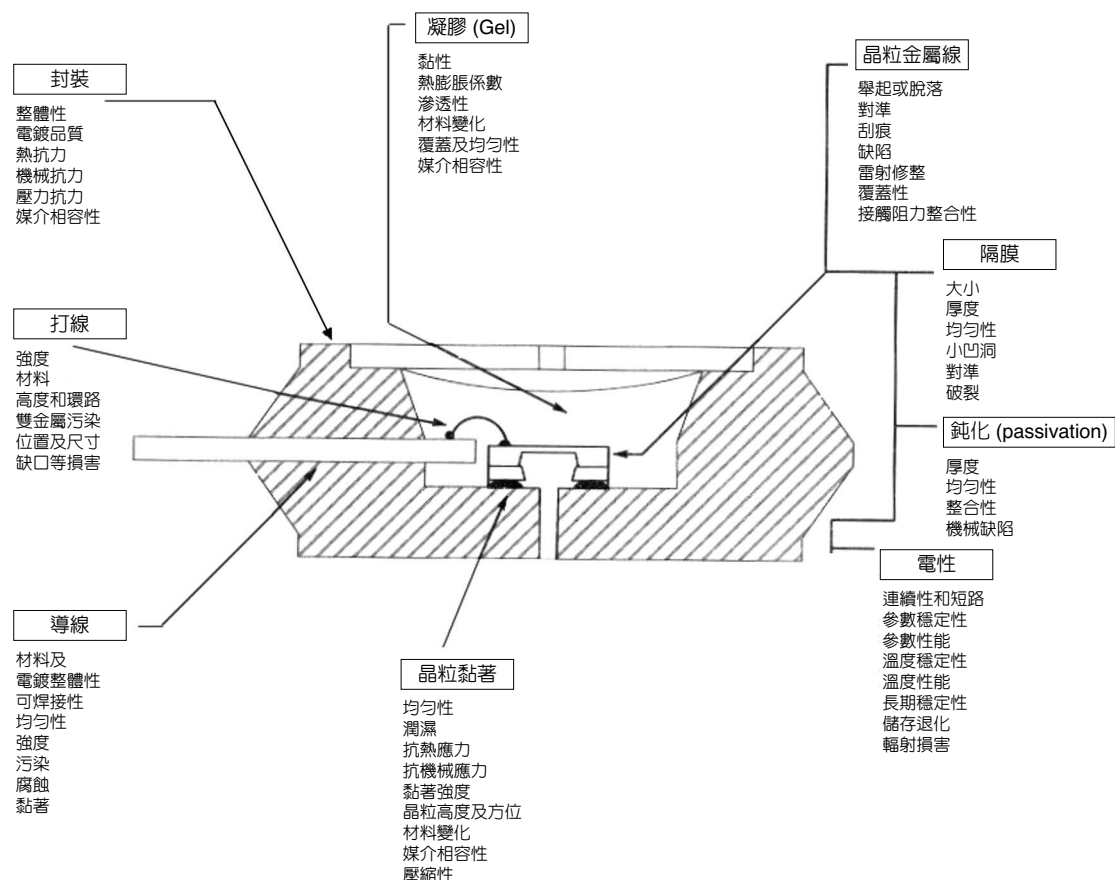


圖 7.38 壓力感測計可靠度分析。

會造成不同之失效機制而損壞。除此之外，如使用於洗衣機，則洗衣精與水會形成鹼性溶液。當然，我們可以採用前述之不鏽鋼封裝，但是成本高昂且體積大。

對於壓力感測器而言，可靠度工程必須連封裝及使用環境一併考慮。Motorola 研究人員曾就塑膠封裝之壓力感測器分析其可靠度方面必須注意之事項，如圖 7.38 所示。其中包含下列注意重點：

1. 導線 (lead)：材料、電鍍、整體性、可焊接性、均勻性、強度、污染、腐蝕及黏著。
2. 晶粒黏著：均勻性、潤濕 (wetting)、抗熱應力、抗機械應力、黏著 (adhesive 或 cohesive) 強度、晶粒高度及方位、材料變化、媒介相容性及壓縮性。
3. 凝膠 (gel)：黏性、熱膨脹係數、滲透性 (permeability)、材料變化、覆蓋及均勻性、通氣性 (aeration)、壓縮性及媒介相容性。
4. 封裝：整體性、電鍍品質、熱抗力、機械抗力、壓力抗力及媒介相容性。
5. 打線：強度、材料、高度和環路、雙金屬 (bimetallic) 污染、位置及尺寸及缺口 (nicking)

等損害。

6. 晶粒金屬線：舉起 (lifting) 或脫落 (peeling)、對準、刮痕 (scratch)、缺陷 (void)、雷射修整、覆蓋性、接觸阻力及整合性。
7. 隔膜：大小、厚度、均勻性、小凹洞 (pit)、對準及破裂 (fracture)。
8. 保護層 (passivation)：厚度、均勻性、整合性及機械缺陷。
9. 電性：連續性和短路、參數穩定性、參數性能、溫度穩定性、溫度性能、長期穩定性、儲存退化及輻射損害。

由以上敘述可以發現，工作環境對於壓力感測器之影響頗大，故可靠度工程是瞭解其可能失效機制之最佳方法，詳細內容請參考本書之第 11.10 節「可靠性檢測技術」。

7.1.1.7 應用介紹

壓力感測器目前主要市場仍然以汽車及醫療產業為主。對於汽車而言，感測器使用多寡是決定價格及定位的主要因素。目前從低價位汽車使用之一兩個感測器，到高價位汽車將近一百個感測器，差距頗大。而目前越來越嚴苛之安全法規及環保等要求，勢必需要使用更多之感測器。事實上，最早微機電製作之壓力感測器即是針對汽車市場所發展之歧管絕對壓力感測器，用來量測引擎進氣，大幅改善了引擎燃燒效率，降低污染和改善耗油量，已成為不可或缺之元件。由於矽質感測器不僅提供精確的引擎操作控制，更可增進駕駛者和乘客的舒適及安全。今日汽車產業界每年大約購買半數的微機電製作之感測器。幾乎早期微機電公司皆從事壓力感測器之製造。隨著汽車性能要求增加，不同規格之壓力感測器的使用也不斷增加，例如目前空調液壓、傳動液壓、煞車控制等也需要應用高壓壓力感測器。其他應用如絕對壓力感測器、排氣回流壓力感測器、蒸發油壓感測器及油路壓力感測器等。

目前最熱門之壓力感測器當屬無線胎壓感測器，主要因為安全考量，為避免因為車胎壓力不平衡而造成翻車事故。美國預定於 2004 年要求新車必須安裝無線胎壓監控系統架構，隨時將輪胎之壓力及溫度以無線方式傳回車上之中控系統，如圖 7.39 所示。目前每年估計有高達數千萬輛新車上市，每輛四個輪胎計算，其市場價值難以估計，故目前許多廠商皆摩拳擦掌，想要搶得先機。目前嘗試使用中之壓力感測器包括壓阻式、電容式、表面聲波濾波器式、石英振盪器式等多種壓力感測器，各有優缺點，尚待市場考驗。而目前提出之方案似乎仍過於昂貴，可能會影響市場接受度。

矽壓力感測器目前在醫療上最大的應用是在血壓的量測⁽²⁴⁻²⁶⁾。量血壓有兩大分類：侵入式與非侵入式；所謂侵入式是直接與血液接觸來量血壓，非侵入式則是在皮膚外進行感測。非侵入式的血壓計又因感測器的不同分為好幾種，最普遍的乃是聲音 (auscultatory method) 及壓力 (oscillometric method) 二種方法。傳統式血壓計在國內已由以往之大幅出口，節節衰退；而取代傳統式血壓計之電子式血壓計，則相對的大幅成長，現已廣為一般

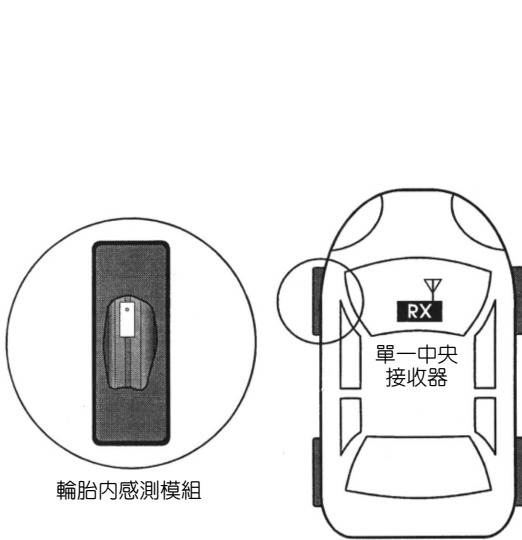


圖 7.39 無線胎壓監控系統架構。

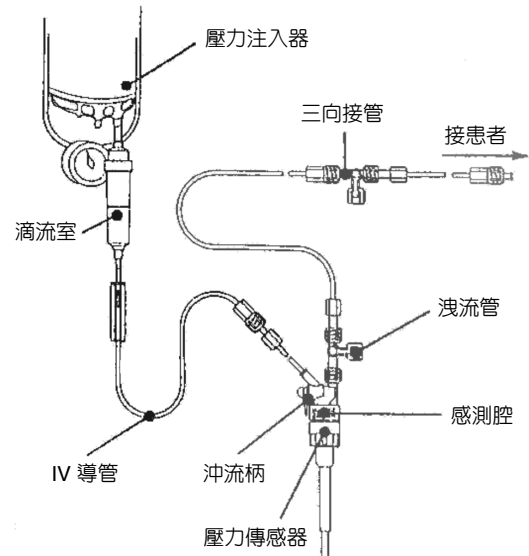


圖 7.40 侵入型血壓感測計。

家庭接受，精準度亦不錯。侵入式的血壓計則有二類，一種是感測器在體外，另一種是感測器在體內。在體外的感測器是由液體作媒介與血液接觸，在體內的感測器則是與血液作直接的接觸。侵入式的血壓計，由於避免疾病的傳染，不管是體內型或體外型，在使用一次後，整套包括感測器、導管及針頭在內即丟棄，所以侵入式的血壓感測器也叫做拋棄式的血壓感測器 (disposable blood pressure transducer)。在醫療應用上，安全性及可靠性是非常重要的，體外型的感測器，如圖 7.40 所示，現今仍是侵入式血壓感測的主力。以矽微細加工製造之拋棄型侵入式血壓感測器，取代了傳統重複使用／消毒之傳感器，到 1995 年就到達 2000 萬組(美國)，每組成本小於 2 美元。

7.1.1.8 結語

壓阻式壓力微感測器可說是微機電技術的里程碑，它證明了微細加工技術不只是實驗室產物，而且可以真正量產，相關技術也提供後來其他微機電元件發展時之借鏡。目前壓力微感測器仍不斷發展，首先製造技術由體型微細加工演進至面型微細加工，補償技術則由以往兩個晶粒做混成 (hybrid) 或厚膜 (thick film) 類比式補償，逐漸發展至單一晶片數位式補償。目前封裝技術也隨之日新月異，傳統之高價不鏽鋼機械封裝已可用塑膠取代，媒介相容性亦大為改善，歐洲的研究機構也嘗試建立多感測器共用之封裝技術。未來智慧型感測器 (smart sensor) 也是大家努力之目標，以提供更高之附加價值，另外則是不同功能之感測器將組合成更複雜模組或次系統。隨著上述技術之進步，可見未來壓力感測器之成本將大為下降，使用將更加廣泛。

7.1.2 微陀螺儀

7.1.2.1 陀螺儀介紹

(1) 簡介

物體有保持其原本運動狀態的傾向，此即所謂的慣性，而當慣性原理應用到旋轉中之物體，便可觀察到一種很有趣的行為，稱為「進動 (precession) 現象」⁽²⁸⁾：當外力試圖去扳轉一個旋轉體的轉軸，會發現其不按要求的方向轉動，而是產生進動，也就是轉動方向與所期望的方向垂直，以試圖去維持其原本的運動狀態。硬幣的旋轉便是一個例子，外力 (地心引力) 試圖使其轉軸受力傾斜，然硬幣並不直接倒下，而仍會邊自轉邊沿著一圓形的路徑移動，直到轉速不夠才無法維持原運動狀態而傾倒。由此可知，當旋轉體之運動軸因受力產生轉動時，某特定方向上將感應到一力或力矩，使其原本運動狀態能夠維持，此亦所謂的科氏效應 (Coriolis effect)。因此科學家利用巧思，藉由量測該感應力矩來反推物體轉動狀況，便發展出本節所要討論的另一種慣性感測器，即量測空間角度的陀螺儀 (gyroscope)。

陀螺儀又稱角速度感測器 (rate sensor)，是一種量測物體角速度或轉動角度的元件；如果視單擺 (pendulum) 為一「時間保持者」，則陀螺儀可視為一「方向保持者」⁽²⁹⁾。其是除了指南針外，最為常見的一種導航工具。然而因為是利用自身慣性維持之特性去偵測待測量，因此其作用並不受磁場、重力場、甚至屏蔽物干擾之影響，故其應用範圍廣泛，具有可於太空中、深海下甚至隧道內使用之優點。由於陀螺儀具有高角速度解析度、可低轉動量量測等特性，使其在運輸用途上，如導航、引導與控制 (guidance, navigation and control, GN&C) 等，有著廣大的應用。另一方面，若能利用偵測旋轉量的陀螺儀搭配量測線性運動之加速度計，將可組成一慣性量測單元 (inertial measurement unit, IMU)，以充分獲得物體在三度空間中姿態的資訊，而能有更廣泛之應用。

(2) 陀螺儀分類

陀螺儀可分為直接提供絕對轉角的 free gyro 與量測角速度的 rate gyro；時至今日，雖然量測原理已不侷限於慣性定律，然不管是利用何種原理，只要是量測角速度或轉角者皆泛稱為陀螺儀⁽³⁰⁾。一般而言，常見的陀螺儀可區分為大型 (macroscopic) 與微型 (microscopic) 兩大類⁽³¹⁾，前者可再概分為機械式與光學式兩種，後者則專指以微機電技術製作之微陀螺儀 (micro gyroscope)。

① 機械式陀螺儀

如同前文所述，傳統機械式陀螺儀是利用科氏效應來量測角速度。其先使一球體或圓柱產生高速旋轉，以獲得可觀的轉動慣量，而當整個陀螺儀在垂直原旋轉軸方向上感受到一旋轉角速度或角速度分量時，與此兩轉動量正交 (即相互垂直) 之方向即會感應出一轉動力矩，試圖去維持原來的轉動慣性。接著利用適當的感測設計以檢出此力矩，便可推得角

速度。此型陀螺儀精準度佳，但結構設計與加工皆甚為複雜，另外其軸承有壽命及可靠度的要求，使其造價不菲。大自然中亦有類似陀螺儀功用之作品，然其並非用輪子與軸承這種人類發明之結構。遠在數百萬年前，部分飛行的昆蟲便發展出利用科氏效應的平衡器官，生物學家稱為「halteres」⁽²⁸⁾，基本上是利用一對高速振動的音叉結構取代轉動件。此種振動式的概念便衍生出另一種形式的機械陀螺儀，即振動式陀螺儀 (vibrating gyroscope)。此種陀螺儀首先在 1953 年由英國 Sperry Gyroscope Company 發展出來，當時是利用電磁方式作驅動與感測，而此方法在 1960 年代由 General Electric 以壓電方式取代；1980 年代以後則開始有 PZT 陶瓷、單晶石英 (quartz) 材料之使用⁽³²⁾，但性能或價格上並無太大突破。

② 光學式陀螺儀

相對而言，光學式陀螺儀則全由光路系統與訊號處理單元所構成，其中並不含任何機械動件。以光纖陀螺儀 (fiber-optic gyro) 為例，其是利用雷射光經分光鏡分離成兩束後，在光導環中以相反方向傳遞；若整個系統產生轉動，則由 Sagnac effect 可知兩光束之間會產生與角速度相關之相位偏移 (Doppler shift)，經由干涉儀偵測出此訊號，即可推得角速度值⁽³³⁾。由於不含轉動件所引入之磨耗、間隙等問題，使此類陀螺儀的精準度與穩定性相當高，但由於其與光路系統之整合難度很高，導致其價位不低。基本上，大型陀螺儀多具有高精度度之優點，但卻普遍具有昂貴、體積較大 (bulky) 等問題，其在民生上之應用也因而較受限制。

③ 微陀螺儀

為使陀螺儀價格能更一般化、體積更微型化，將微機電系統技術應用到製造微陀螺儀之研究，近年來受到了廣泛的重視。雖然微機電系統在製造高可靠度軸承方面仍有問題，然巧合的是，微機電系統中可靠度最佳、也最符合製造原則之運動形式－單體結構振動，恰能應用於產生振動式陀螺儀所需要的諧振 (harmonic vibration) 運動。由於單體振動並沒有相對運動面，避免了軸承之摩擦與磨耗的情形，而能使壽命、精確性及可靠度等性能顯著提升，因而使微機電系統所造就之振動式微陀螺儀 (micro vibrating gyroscope, MVG) 研究，從 1990 年代起便大行其道。雖然微陀螺儀有微型化的優勢，其卻有一限制性能之關鍵問題，即是當特徵尺寸縮小的同時，攸關靈敏度 (sensitivity) 的慣性力也一起變小了，以致微量角速度所感應出之待測量便很小而不易檢出。因此相較於大型陀螺儀，其量測精準度普遍較低，多僅達速率等級 (rate grade) 左右之性能⁽³⁴⁾，不過此等級已能滿足很多民生用品之需求。而研究者亦持續努力，試圖嘗試一些如材料更替、機構設計改良或精密感測電路等方法改善，而逐漸朝軍事 (tactical grade) 甚至慣性 (inertia grade) 等級之性能邁進。

(3) 微陀螺儀應用

以微機電系統技術製作微陀螺儀，能使其尺寸小至一公分見方以下等級，成本也能因

批量製造方式而大幅降低，因而能克服傳統陀螺儀所具有的昂貴、體積較大等問題。雖然相較於高精度陀螺儀其性能僅能算中等，但在價廉質輕的優勢下，其使用機會與可能之應用範圍勢必將大幅增加。除了傳統之陀螺儀應用如空間導航與製造工業之機械運動控制之外，亦可預期將會產生如下很多與民生相關之應用。

最大的應用市場當在汽車工業中：在價格低廉之微陀螺儀取代現有較貴而大型之車用感測器下，即使平價之汽車車種亦可獲得高級車之舒適和安全性。舉例而言，一般之安全氣囊、防滑煞車控制等功能，皆只能針對直線運動之突發情況作判斷，然對車身轉彎或者發生旋轉、翻覆等狀況則無法偵測甚至預防。而微陀螺儀則顯然能適時補此不足，將之加裝於擴充型安全氣囊、主動懸吊系統控制、煞車控制等，除了舒適性外，將具有更全方位之安全性。此類應用的精度要求不高，約在 $1\text{ }^\circ/\text{s}$ 左右，量測範圍在 $50\text{--}200\text{ }^\circ/\text{s}$ 之間⁽³²⁾。另外在定位與導航之應用上，因全球衛星定位系統 (GPS) 於隧道與大樓屏蔽時有定位空窗期，微陀螺儀本身所提供之慣性定位恰可補此不足，使人體或運輸器械具有全天候之定位能力，而提升方便性與安全性；該類導航輔助功能之精度要求約為 $0.5\text{ }^\circ/\text{s}$ 左右，量測範圍則在 $50\text{--}100\text{ }^\circ/\text{s}$ 之間⁽³²⁾。基本上其精度要求不需太高，強調的是壽命、可靠度與抗振動干擾能力等表現。

除了上述應用之外，微機械陀螺儀的應用範圍亦可望推展到消費性電子產品之市場上。例如頭戴式顯示器與虛擬實境應用、望遠鏡或攝影機之平穩性控制，和電腦周邊設備如穿戴式電腦、電子筆、3D 滑鼠，以及運動器材與玩具等等。其性能要求約與車用微陀螺儀相當，但強調其尺寸、價格與低耗電等要求。除此之外，微陀螺儀在未來醫學工程上亦有其發展潛力。例如對於平衡感受損的人而言，此微小的角度感測器將能幫助其保有適當的平衡位置；至於肢體行動不便的人，若能經由穿戴式感測器判讀其微小動作，則其不需移動便能輕易對周邊設施下命令，此將提升其生活之便利與舒適性；此外手術器械、輪椅等亦可藉由微陀螺儀來輔助其操作。其有稍高之精度要求，約為 $0.1\text{ }^\circ/\text{s}$ 左右，而量測範圍在 $50\text{--}100\text{ }^\circ/\text{s}$ 之間，另外壽命、可靠度、低耗電等仍為考量重點⁽³²⁾。

7.1.2.2 振動式微陀螺儀設計

(1) 操作原理

如圖 7.41 所示為一簡單之微陀螺儀之架構示意圖。在起始狀態，微陀螺儀之慣性質塊經由一內建致動器驅動，使產生沿著一參考軸 (x 軸) 上之簡諧振動，稱之為參考振動 (reference vibration)，該振動模態稱之為參考模態 (reference mode)。若以 $x(t)$ 代表參考振動量，則其運動方程式與振幅響應 X_m (即參考振幅) 分別為

$$m\ddot{x} + c_x\dot{x} + k_x x = F_0 \sin \omega_d t \quad (7.46)$$

$$X_m = \frac{F_0/k_x}{\sqrt{(1-r_0^2)^2 + (r_0/Q_x)^2}} \quad (7.47)$$

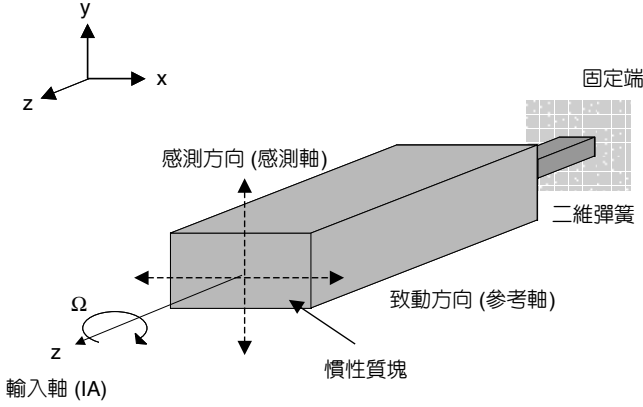


圖 7.41

微陀螺儀振動系統示意圖。

其中 m 為質量塊質量， c_x 與 k_x 分別為 x 軸方向上之阻尼與剛性， F_0 為驅動力， ω_x 為 x 方向自然頻率（ $\omega_x = \sqrt{k_x/m}$ ）， ω_d 為驅動頻率， $r_0 = \omega_d/\omega_x$ 為兩頻率之比值， Q_x 為 x 方向品質因子。當整個座標系沿輸入軸（input axis, IA）產生旋轉，此參考振動將會耦合此一旋轉，而產生一正比於其轉速與參考振動速度之科氏力 F_c ，其表示式為

$$F_c(t) = 2 \cdot m \cdot V_x(t) \cdot \Omega(t) \quad (7.48)$$

其中 $\Omega(t)$ 為旋轉角速度， $V_x(t)$ 為參考振動之速度。科氏力作用的方向稱為感測軸，該軸同時垂直於原參考軸以及輸入軸（如圖中之 y 軸）；質塊受到此耦合科氏力，將會在感測軸上產生感測振動（sensing vibration），該振動模態稱之為感測模態（sensing mode），其運動方程式為

$$m\ddot{y} + c_y\dot{y} + k_y y = F_c(t) \quad (7.49)$$

其中 c_y 、 k_y 則分別代表各方向阻尼與剛性。因此，感測振動量 $y(t)$ 之解為

$$y(t) = \frac{2m\Omega\omega_x X_m}{k_y} \times \frac{1}{\sqrt{(1-r^2)^2 + (r/Q)^2}} \times \sin(\omega_x t - \varphi) \quad (7.50)$$

其中 X_m 為 x 方向之參考振幅， ω_y 為感測方向自然頻率（ $\omega_y = \sqrt{k_y/m}$ ）， $r = \omega_d/\omega_y$ 為驅動頻率與 ω_y 之比值， Q_y 為感測方向品質因子， φ 則為參考與感測運動間之相位差。由 (7.50) 式知，經由檢出感測振動量 y ，便可反推得角速度 Ω 之值。

由上述可知，振動式微陀螺儀在振動系統設計上必須具有兩個運動方向自由度：一個自由度提供給參考振動，如 (7.46) 式所示之 x 方向，另一個自由度則在其垂直方向，供感測振動之用，如 (7.49) 式所示之 y 方向；這種雙自由度結構是振動式微陀螺儀的一大特

色。另外，由 (7.50) 式之數值計算可知，輸出的感測振幅 y 極小，甚至可為參考振幅 X_m 的百萬分之一等級，非常不易檢出，而限制了角速度之量測解析度。因此，如何提升響應與抑制雜訊、增加輸出之訊雜比 (signal-noise ratio)，便成為設計時的主要考量。

(2) 整體架構

根據上述原理，微陀螺儀整體架構包括了機械結構與電子电路兩部分。機械結構如前文所述，主要包含一彈簧－質塊振動系統，另外亦包含使系統產生參考振動的致動器，以及檢出感測振動量之位移感測器 (displacement sensor) 各一。致動器基本要求是使參考振幅大且穩定，感測器之基本要求則是能偵測到極小的感測振幅變化。搭配致動器與感測器之電子电路便是根據上述設計要求而設計，一典型之微陀螺儀電子电路之架構例則示於圖 7.42。以下將針對機械結構與電子电路之架構略加說明。

(3) 機械結構

由於微陀螺儀之振動系統包含了兩維度方向之運動自由度，使其在結構設計上產生了兩大特徵，即運動解耦 (motion decoupling) 與頻率匹配 (frequency matching) 設計。就運動解耦而言，其主要目的是抑制不希望之擾動，使操作誤差減少。最典型的擾動型式是參考模態與感測模態互相耦合而造成質塊產生二維的運動，其主要是因驅動力與科氏力方向不同，卻又同時作用於同一質塊上所造成。如此一來，參考振動將受感測訊號大小影響而致振幅不穩定；另一方面，感測訊號除待測角速度訊號外，又摻雜了參考振動引入之誤差 (稱為相差誤差，quadrature error)⁽³⁵⁾，因此運動解耦之設計便很重要。最便捷的設計方法是從彈簧著手，使其在運動方向剛性能遠小於其他方向剛性，則能大幅抑制耦合進來的擾動而使運動單純化，以避免參考振動之不穩定，感測量亦能正確地萃取。解耦設計之細節將於下文之設計範例中再加以說明。

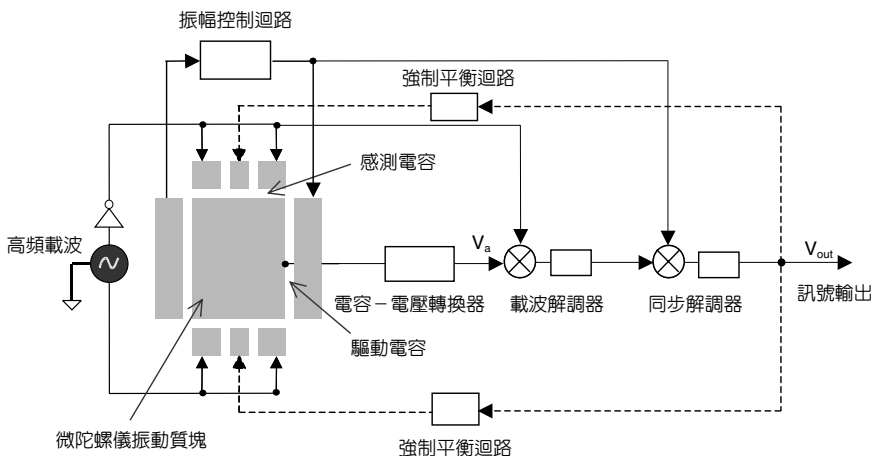


圖 7.42
微陀螺儀電子電路
架構例。

頻率匹配設計則是為了同時提高參考振幅與感測振幅：參考 (7.47) 與 (7.50) 式可知，在振動系統的動態行為中，即使驅動力相同，振幅仍會因驅動頻率不同而改變，且在共振時 ($r_0 \approx 1$ 、 $r \approx 1$)，振幅達到最大值。故設計者只要仔細調整各方向個別的質量與彈簧剛性，設計使個別自然頻率皆與操作頻率相同，便能因感測振幅與參考振幅同時產生共振放大效果，而大幅放大了原本極小的待測量；此設計便稱為頻率匹配設計。需一提的是，由 (7.47) 式與 (7.50) 式可知，振動系統在低壓狀態 (Q 值較大) 下可獲較大振幅，亦即微陀螺儀在真空環境下可有較佳響應，故微陀螺儀中亦常見達成真空封裝之密接封合 (vacuum hermetic sealing) 結構，使頻率匹配設計更具效益。

另外關於致動器之選用，微機電系統技術提供了很多選擇，例如壓電致動、磁力致動、電熱致動，以及靜電致動技術等等⁽³⁶⁾。然為了滿足製程相容性與致動頻寬等要求，靜電致動仍是最普遍使用之方法；又為了達成大驅動振幅之目標，靜電梳狀致動器 (electrostatic comb-drive actuator) 便成為微陀螺儀中最常見之致動器。在感測器方面，其目的在檢出振動質塊於感測模態時的時變位移或振幅，由於科氏力所激起之振動量極小，在輸入角速度很小的情況下甚至可小到千分之奈米的等級。然若以電容感測方式做振幅量測，由於微機電技術能製造出氣隙極小的可變電容，因此能使電容對微小運動量之量測靈敏度提高，若能配合能量取 aF (10^{-18} F) 等級電容變化之電容感測電路，便能彌補小慣性力產生的待測位移過小之困難。除了能夠量測極小振動量外，電容感測尚有很多優點，例如不需額外的製程材料且與積體電路之製程匹配、消耗功率小、量測穩定度較高 (因輸出正比於電容率)、以及因介電常數穩定使電容本質上對溫溼度並不靈敏等等⁽³⁷⁾。因此，在兼顧量測靈敏度、製程相容性、溫度穩定性等設計要求下，靜電式電容感測器亦成為微陀螺儀之首選。

(4) 電子電路

如前文所述，絕大部分之微陀螺儀皆採靜電致動／電容感測之模式，而其電子電路部分則依不同性能需求而為不同複雜程度之感測與控制電路，同時搭配所需之各式電極結構。感測電路目的在量測極微小之電容變化，控制電路主要目的則在提升性能，基本上微陀螺儀之性能與成本都會隨電路複雜性而提高。

在致動器方面，直接以開迴路 (open loop) 方式去驅動是最簡潔之方法，然而其振幅、共振頻率與振幅穩定程度皆無法確實掌握。若不作迴路控制，實際操作時振幅可能因驅動源不穩定或環境擾動等原因而有變異；另外共振頻率本身亦容易因環境變異 (如溫度) 而產生漂移，而尤其在低阻尼環境中，少許共振頻率漂移都會造成很大的振幅改變，此將使振幅固定之假設無法實現。若驅動振幅不固定，因感測振幅與參考振幅之正比關係，將使振幅偏移量直接反映到輸出端造成誤差，而破壞微陀螺儀輸出線性度與穩定性。因此，若欲獲得較佳性能，穩定參考振幅之控制便成為必須。因此微陀螺儀之致動器中，常包含一閉迴路 (close loop) 的振幅穩定迴路，以提升輸出線性度與正確性。較為常見之迴路控制方法包括有鎖相迴路 (phase lock loop, PLL)⁽³⁷⁾ 與自激迴路 (self-excited loop)⁽³⁸⁾ 等，因篇幅所限，

其細節不在本文之討論範圍。

在感測器方面，最基本但又最重要的便是其電容檢出電路。如前所述，在小的角速度輸入時，輸出振幅所對應到的電容變化量實在太小，使雜訊很容易掩蓋住待測訊號而不易檢出，因此必須用一些訊號處理的技巧來克服，例如將檢測電壓放大，再利用待測訊號與雜訊之差異性(如頻率、相位等)單獨將待測訊號檢出。如圖 7.42 所示之例為利用振幅調變(amplitude modulation)的方法來檢出電容變化。基本上其先利用一高頻載波輸入待測電容，則經由電容電壓轉換器(C-V converter)將電容轉成電壓輸出 V_a 時，該輸出電壓已內含載波頻率並移至高頻區；而若待測電容(與(7.50)式之振幅 y 相關)因科氏力產生變化時，將使輸出電壓 V_a 產生振幅調變的效果，而由(7.50)式知其調變頻率即為給定之驅動頻率。因此將 V_a 進行兩次解調變(demodulation)的過程以去除載波頻率與驅動頻率後，便可獲得單純與角速度相關的電壓輸出 V_{out} 。若進一步來看，感測電路同樣可分為開迴路偵測以及閉迴路偵測兩種量測模式。前者設定固定的參考振幅，接著直接應用上述電容檢出電路來讀取輸出電壓，最後利用此兩資訊來決定角速度值；後者同樣設定固定的參考振幅，並應用檢出電路來讀取輸出電壓，不同的是該電壓經由一強制平衡(force-to-rebalance)控制電路後，被回授至感測電容區產生靜電力，強迫將科氏力所導致之位移歸零，角速度值則由參考振幅與回授電壓所決定。顯然開迴路偵測在原型驗證上較簡易可行，但若要獲得較佳性能仍有其侷限；而由於閉迴路方法所偵測的是一虛擬位移，亦即感測電容不會有實際位移產生，因此具有很多優點，例如其避免了前述參考模態與感測模態互相耦合的情形，提升了輸入對輸出之線性度、動態範圍及最大角速度值增加，以及頻寬與解析度提升等等⁽³⁷⁾。

(5) 規格需求

微陀螺儀之規格需求，端視其所需要的應用場合而定，然一般而言，可量測到之最小角速度值愈低，以及量測值儘量的正確與穩定等，仍是微陀螺儀在開發時一致的目標。因此而衍生之規格，本文將之概分為精度與準度兩類。

精度以解析度(resolution)來表示，代表可量測之最小角速度值，其單位為 $^{\circ}/s$ 或 $^{\circ}/h$ 。如同一般之感測器，解析度之決定主要是由訊雜比所決定：當訊號量小於雜訊位準之下，或小於訊號漂移量包括範圍內，將無法判別其值，則該雜訊位準或訊號漂移量便為解析度的下限。欲提升訊號量，最直接的方法是從靈敏度(sensitivity)提升著手，輸出對輸入靈敏度($= S_m \times S_e$)定義為單位角速度造成之輸出電壓變化，其中 $S_m = \Delta C / \Omega$ 為感測電容對角速度之機械靈敏度， $S_e = \Delta V / \Delta C$ 為輸出電壓對感測電容之電子靈敏度。靈敏度大者，代表很小的感測輸入量可被轉成較大訊號量，訊雜比因而放大，故其可解析出較小之輸入角速度值。綜上可知，欲獲得較佳解析度，量測頻寬內之電子雜訊、機械雜訊以及訊號漂移量須儘量抑制，而機械靈敏度與電子靈敏度則須儘量提升。上述相關度量，包括代表輸出對輸入靈敏度之比例因數(scale factor, 單位為 $mV/^{\circ}/s$)、頻寬(bandwidth, 單位為 Hz)、訊號漂移量(angle random walk, 單位為 $^{\circ}/\sqrt{h}$)等皆為精度表現之相關規格。

準度則指輸出之正確性與可靠度等之度量，大致可分為比例因數非線性度 (scale factor nonlinearity，單位為 %FS)，以及其輸出對環境變異的靈敏性，包括前述之訊號漂移量 (angle random walk)、溫度致漂移 (drift over temperature，單位為 $^{\circ}/s$)、時間致漂移 (drift over time， $^{\circ}/s$)、振動靈敏度 (G-sensitivity，單位為 $^{\circ}/s/G$) 及抗衝擊能力 (shock survival，單位為 G) 等。比例因數線性度不佳時，則由輸出電壓反推角速度值的過程便會產生誤差，因此影響該規格者如參考振幅穩定性、材料穩定性等便需特別考量。至於上述其他關於環境之變異或擾動所導致之漂移，皆可能造成訊號誤判，因此上述規格都宜使之儘量的小，方能獲得較正確可靠的輸出。而抗衝擊能力則直接影響到微陀螺儀之壽命及可靠度，宜使之儘量大。

表 7.8 為針對微陀螺儀性能需求所作之分類⁽³⁴⁾，可分成三種等級。第一級是速率等級 (rate grade)，其能提供一般的角速率資訊，較常用於汽車感測器之應用，而現今大部分的微陀螺儀性能多落於此一等級中。第二級是軍事等級 (tactical grade)，其精度 (如 angle random walk) 和準度 (如 bias drift 和 scale factor accuracy) 的要求都已明顯提高。最高級的則是慣性等級 (inertial grade)，基本上要用到導航、機器人控制等用途都需第二級以上的性能方能達成。而從文獻 34 所揭櫫之微陀螺儀性能演進趨勢可知，在精確度的性能上從 1991 年開始便以每兩年一個數量級的方式提升，可知微陀螺儀的發展仍將朝著更精準的慣性等級邁進。

(6) 設計範例

雖然微陀螺儀之原理與整體架構皆不脫前文所述之範疇，然為解決其個別如製造或性能提升等問題，衍生出之設計型式包羅甚廣，如 1991 年即出現之雙平衡環式 (double-gimbals type) 微陀螺儀^(39,40)、懸臂樑式 (cantilever type) 微陀螺儀^(41,42)、改良自懸臂樑式之音叉式 (tuning fork type) 微陀螺儀^(43,44)、振動環式 (vibrating ring type) 微陀螺儀^(45,46)、中心固定式 (center fixed type) 微陀螺儀⁽⁴⁷⁻⁴⁹⁾、振動板式 (vibrating plate) 微陀螺儀^(35,38,50-52) 等，較詳細的說明可參考文獻 33、34、53。為扼要起見，本節中將特別針對前文提及之運動解耦與頻率匹配兩要素之設計提出範例，說明如何在結構設計上達成此目標。

① 頻率匹配之微陀螺儀設計

欲在設計與製造過程後仍達成頻率匹配之要求，令微陀螺儀具有本質頻率匹配 (inherently frequency matching) 之設計，亦即使其兩模態之結構形狀相同且對稱者，為最可靠的方法，而其中最典型的例子是振動環式微陀螺儀⁽⁴⁵⁾。此種陀螺儀將傳統半球殼諧振陀螺儀之外形修正成微機電技術可實現之形狀，其結構上視圖如圖 7.43 所示，包含了一個圓形環、八根半圓形並連接至地基處之支撐彈簧，以及驅動、感測與控制電極；其屬於全同平面運動 (in-plane motion) 之操作類型：參考與感測模態皆位於 xy 平面上，角速度輸入軸則在 z 方向，可減少厚度加工誤差所造成之影響。雖然仍是感測科氏力的方法，然迥異於

表 7.8 微陀螺儀性能需求分類⁽³⁴⁾。

	速率等級 (Rate grade)	軍事等級 (Tactical grade)	慣性等級 (Inertial grade)
訊號漂移量 (Angle random walk, $^{\circ}/\sqrt{h}$)	> 0.5	0.5–0.05	< 0.001
訊號偏移量 (Bias drift, $^{\circ}/h$)	10–1000	0.1–10	< 0.01
比例因數非線性度 (Scale factor nonlinearity, %FS)	0.1–1	0.01–0.1	< 0.001
最大角速度 (Full scale range, $^{\circ}/s$)	50–1000	> 500	> 400
抗衝擊能力 (Max shock in 1 ms, g's)	10^3	$10^3–10^4$	10^3
頻寬 (Bandwidth, Hz)	> 70	~100	~100

他型陀螺儀的剛體運動模式，其是以結構體形變模式操作，以節點位置為感測之標的。其原理如下：在起始狀態，環形結構被驅動電極激振出一橢圓形的參考模態，其節點固定在 45 度位置，如圖 7.43(b) 中所示；當結構沿 z 軸轉動時，環上各點產生之科氏力合力則會指向 45 度方向，使節點位置發生振動，如圖 7.43(c) 中所示；而量測該處振動量，便可知科氏力大小而推得角速度值。由於此微陀螺儀結構近似極對稱，使各方向上的感測模態共振頻率皆與參考模態相同，故不需繁複的設計與製程便可達高度頻率匹配，而獲得振幅放大與較佳靈敏度的效果。此外，其屬於結構體形變之運動模式，故外界振動（多造成剛體運動）較不易干擾其作動，使其具有較佳的防震功能；而又因是對稱結構，溫度改變造成的兩模態共振頻率漂移是一致的，故溫度造成的靈敏度漂移將可降低。然而其八根支撐彈簧並不能真正滿足極對稱條件，使得科氏力合力並非單純指向原節點方向，而會產生些許量測誤差。另外，為改善性能並減少非完美極對稱之影響，其必須用到多輸入輸出之閉迴路控制，使驅動與感測電路變得複雜許多。

② 高度運動解耦的微陀螺儀設計

運動解耦的關鍵在於彈簧設計，若彈簧於某方向剛性遠小於其他方向剛性，則即使有很多外力同時作用，其仍只會在特定方向產生明顯的一維運動，其他方向之運動則受到抑制；該彈簧可稱之為一維彈簧，為運動解耦微陀螺儀之重要組成結構。以圖 7.44 所示之振動板式微陀螺儀設計為例⁽⁵⁰⁾，基本上仍沿襲雙平衡環型式之解耦設計，然其利用更多一維彈簧的組合，來達成高度運動解耦的目的。該微陀螺儀亦屬於全同平面運動的操作類型，亦即其參考與感測模態皆位於 xy 平面上，角速度輸入軸則在 z 方向。觀察此圖，可以發現

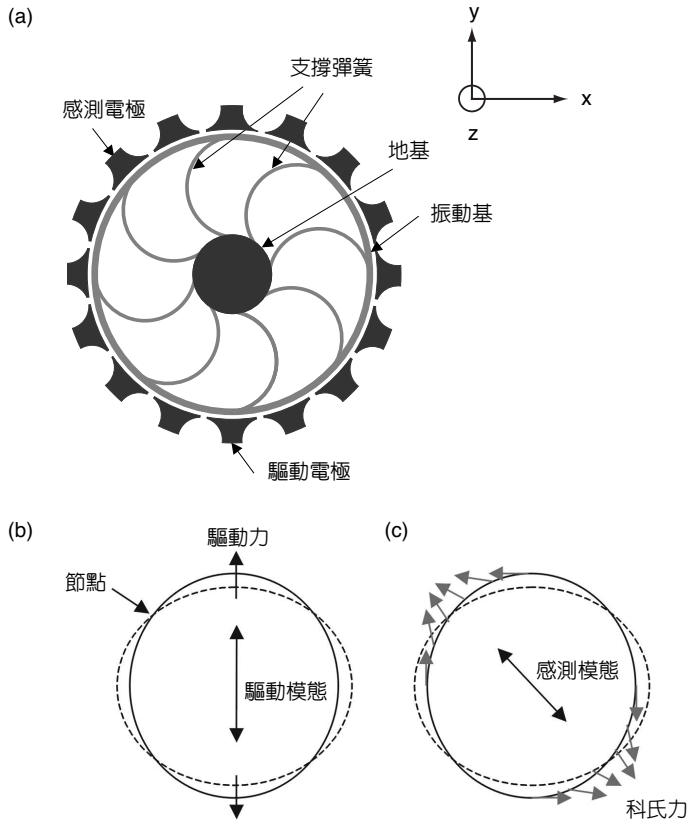


圖 7.43

振動環式微陀螺儀設計，(a) 結構示意圖 (上視圖)，(b) 驅動模態，(c) 感測模態。

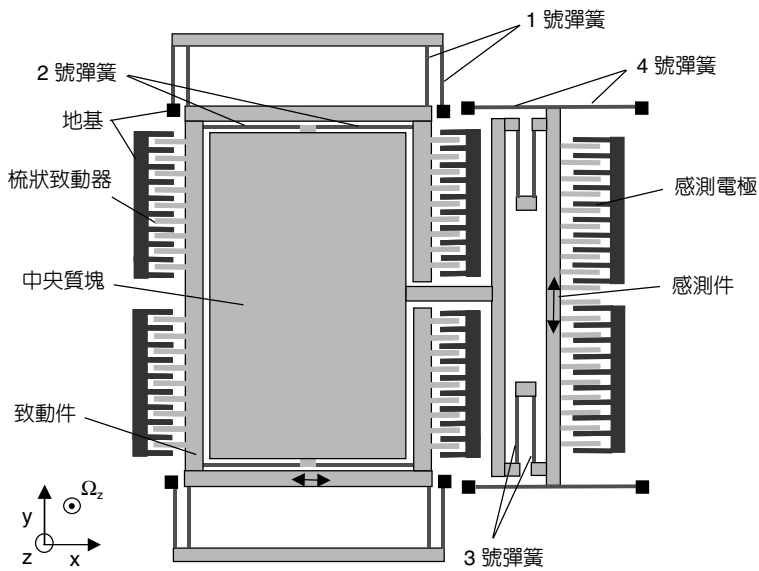
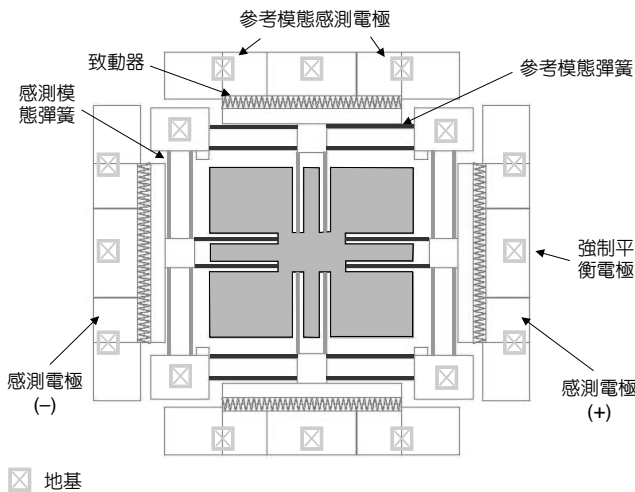


圖 7.44

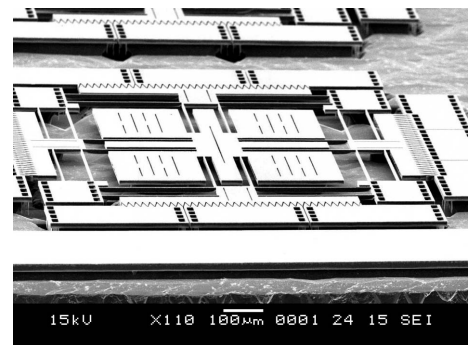
高度運動解耦的微陀螺儀設計圖。

當梳狀致動器產生 x 方向參考振動時，驅動件將與中央質塊 (proof mass) 同時作動，但感測件因受 4 號彈簧限制了其 x 方向自由度，使參考振動量極不易傳遞到感測電容。當角速度輸入時，參考振動與感測振動同時發生，並造成中央質塊產生二維的運動，由於 2 號與 3 號彈簧之自由度設計，造成質塊將與感測件與驅動件三者同時作動之情形。然而驅動件受 1 號彈簧影響仍只能作 x 方向運動，感測件則受 4 號彈簧影響只能作 y 方向運動，因此感測電容與驅動電容將能獨立而不互相影響，因而改善了相差誤差問題、感測誤差問題，以及非線性驅動等等問題。雖然運動解耦的設計有如上之優點，但由於其在驅動與感測方向的結構常不相同或不對稱，使其在頻率匹配的設計上較為繁複，並容易因計算與製造誤差而產生不匹配之結果；另外其也容易因喪失對稱性而增加外界擾動之敏感程度。

就一般微陀螺儀而言，由於需要設計不同方向的彈簧以達成運動解耦效果，造成其在感測與參考模態上之結構尺寸並不相同，要同時達成本質頻率匹配的設計有其困難。然而一種能突破了上述之限制，同時達成運動解耦與本質頻率匹配要求之設計被提出⁽⁵¹⁾，相似的概念示於圖 7.45 中⁽⁵³⁾。該微陀螺儀所量測的亦為 z 方向之角速度輸入，由於其彈簧與質塊系統之尺寸在 x 與 y 方向上完全相同，因此具備了本質頻率匹配之條件。另外觀察其設計可知，當梳狀致動器產生 y 方向參考振動時，位於 x 方向之感測件因受彈簧限制了其 y 方向自由度，使感測件能在驅動時保持不動；而同樣當感測件受科氏力而運動時， y 方向致動件亦能不受影響。因此，其在本質頻率匹配之餘，又具有了運動解耦之能力。



(a)



(b)

圖 7.45 可同時達成運動解耦與本質頻率匹配設計之微陀螺儀，(a) 機械結構設計圖，(b) 實體之電子顯微鏡照片。

7.1.2.3 其他設計考量

除了頻率匹配與運動解耦兩項主要考量外，一些關於微陀螺儀之結構設計仍影響到其性能，若處理得宜亦可減少後處理電路的複雜性。因此，本節將針對微陀螺儀之結構設計，特別在提升精度以及準度，亦即提升量測靈敏度以及降低雜訊與誤訊號等要求作說明，以作為讀者設計上之參考。

(1) 精度提升

欲提升精度，亦即解析度之提高，有賴角速度量測靈敏度之提升，與電子電路雜訊之抑制。本小節將探討其在結構設計時須考慮的要素，包括尺寸設計、運動方式選擇及操作環境等，茲說明如下。

① 尺寸設計

微陀螺儀為一慣性感測器，因此可動件之質量大小便為尺寸設計時考量重點之一。由(7.48)式可知，若提高其慣性質量 m 、亦即增加質塊之厚度或有效面積，便可提升科氏力及增加輸出響應。若設計較大結構厚度，除了可在不增加元件面積下提升質量，亦預期可有增加剛性對比的效果，而能有容許同平面位移並抑制出平面上之擾動的效果；另外亦可提高側壁電容之有效面積，以增加感測電容量而提升機械靈敏度等。然而從另一方面看，增加結構厚度亦不可避免影響到靈敏度，如空氣阻尼增加以及彈簧運動方向剛性仍會增大等。就空氣阻尼而言，厚度（即側壁電容重疊深度）對其之影響，隨著真空度愈高將愈弱，而可忽略⁽⁵³⁾。至於厚度增加對整體輸出之影響，仍需視個別的解析式計算結果，方能判斷適當的厚度值，不過若直接將各參數（包括致動振幅、彈簧剛性、阻尼大小、慣性質量、感測電容值等）受厚度之影響作因次分析，可發現仍是以較厚結構之設計為佳。而由於傳統表面微加工所產出的薄膜結構無法滿足此一要求，因而能製造出高深寬比結構之微加工製程便成為較佳之選擇。

另一方面，增大質塊面積的設計並不會影響到彈簧剛性，很直接便能因提升整體慣性質量而使靈敏度增加。因此只要設法在容許的元件空間內儘量地增大有效面積，亦即增加該空間內之結構寬度或減少開孔，便能達成所需效果。然而很多高深寬比製程因不同之原因，而無法製造出較大有效面積的動件⁽⁵³⁾，因此具較大有效面積結構製造能力之製程，如SOI製程⁽⁵⁵⁾與BELST製程⁽⁵⁶⁾，對陀螺儀之製造更形重要。

另外，頻率匹配仍是在尺寸設計時須考慮的重點。而為達成頻率匹配之要求，除計算上須準確外，加工能否準確亦是製程選擇時之必要條件。前節所述之本質頻率匹配設計能大幅減少這些問題，然而很多設計中其外形尺寸實無法滿足本質匹配之條件，而實際製造過程更不可避免會產生尺寸變異與結構瑕疵，而造成微陀螺儀開發過程之困擾。因而共振頻率之後調變（post-tuning）便成為微陀螺儀操作之必要程序。後調變的方法有機械式的，如

文獻 43 利用雷射加工以調整質塊質量而改變共振頻率；亦有用電子式的偏壓調變方法 (DC-tuning method)⁽³⁷⁾，即利用直流偏壓 V_b 產生一等效負彈簧，以調變振動系統的等效剛性 k_{eq} ，進而改變系統自然頻率。偏壓調變方法可調整的共振頻率範圍可達 5% 以上，而廣為被採用，不過其微陀螺儀須使用電容感測方式偵測位移量，同時須為具氣隙閉合力性質 (即靜電力隨位置而改變) 之電容感測方式方可。

② 運動模式選擇

若從運動模式之選擇來著手，亦有機會提升量測感度。參考圖 7.46 所示，若運動型式屬於線性振動 (linear vibration) 之微陀螺儀，其參考模態為直線方向的振動，將造成直線方向振動的感測模態；相對於此的微陀螺儀則是角度振動 (angular vibration, or quasirotation)，其參考模態與感測模態則會是角度方向的振動。一般而言，線性振動屬於較容易實現、也較常見的類型，除了線性振動致動器發展較久之外，也因為驅動與感測模態疊加之後的運動為同一平面上之橢圓運動，使其在以電容量測位移時訊號較為單純；反之，角度振動模式中，其驅動與感測模態疊加之後會是軸心軌跡為圓錐形的擺動運動 (wobble motion)，使得電容量測時變得較為複雜。若能克服操作上的問題，角度振動具有如下之優點：1. 由於外來的擾動加速度或振動的模式都是直線方向，這些外來力對於對稱結構並不易產生轉矩，亦即不易干擾角度振動，故相較於線性振動其對環境振動將較不敏感；2. 由於電容量測是屬於位移量測之機制，因此即使實質角度響應相同，若經由適當增長電極長度，便可得到位移放大的效果，而獲得大的電容改變與較佳的響應；3. 由擠壓空氣膜效應 (squeeze

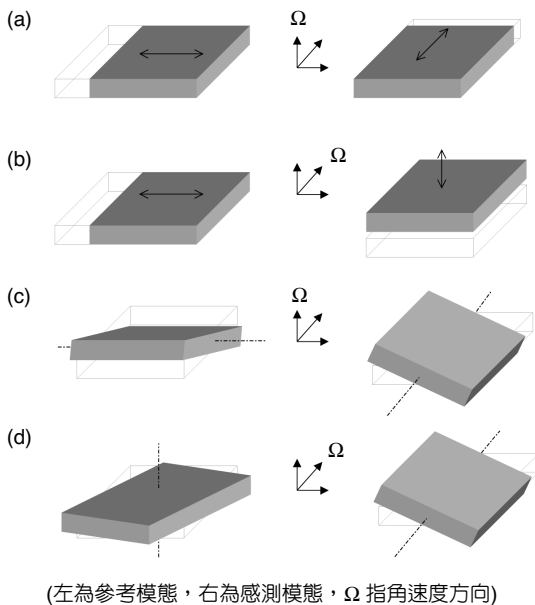


圖 7.46

微陀螺儀之質塊運動型式，(a)、(b) 線性振動，(c)、(d) 角度振動。

film effect) 的產生原理可知，空氣分子之阻尼在較大排出環境下將可降低，故空氣膜效應對角度運動模式的阻尼影響將較小。綜上可知，若選擇角度振動之運動型式，則設計上將較線性振動複雜些，但其能進一步提升量測感度。

③ 操作環境

雖然真空封裝在成本與技術上皆有其難度，但欲達較佳性能，微陀螺儀仍宜操作在低壓，亦即高 Q 值操作環境中 (Q 為品質因子，quality factor)，方能使振幅響應更有效的放大。在振動系統中， Q 值定義為 $1/2\xi$ ， ξ 為阻尼比；當 Q 值大於 10 以上時，動態振幅可概估為靜態位移的 Q 倍⁽⁵⁷⁾。高 Q 值代表的是能量耗損少，亦即空氣阻尼或結構阻尼產生之阻力都很小。對於微機電系統元件，尤其是使用靜電方式操作者，空氣阻尼成為主要的能量耗損來源，原因是其空氣間隙極小，在大氣操作下便會產生極大的空氣阻尼，因而真空環境下操作便成為一般提升 Q 值之方法。根據文獻 52 可知，當環境壓力約為 5 mTorr 以下時， Q 值大都可提高至 1000 以上的等級並達到一穩定的範圍，而這也是封裝或測試時的目標。一般為加速微陀螺儀之研發時程，利用真空腔暫時取代真空封裝來提供低空氣阻尼環境，以便先期測試整個微陀螺儀設計與製造之正確性是常見之做法。不過要注意的是，一般振動系統開迴路頻寬 BW 為

$$BW = \frac{\omega_n}{Q} \quad (7.51)$$

其中 ω_n 為共振頻率。由此式可知，在開迴路操作下，高 Q 值會造成頻寬大幅減少之反效果。因此，欲同時達成大頻寬與響應振幅之規格要求，必須使用閉迴路操作方能實現。

(2) 準度提升

欲提升準度，包括了提高訊號正確性與可靠度，並降低雜訊與誤訊號，本小節將討論其於結構設計上須考慮的要素，包括有外形設計與材料選擇等，茲說明如下。

① 外形設計

結構對稱性是微陀螺儀外形設計上很重要的要求。不對稱結構其質心不在對稱中心上，很容易因外界線性運動或擾動而引發角度振動，例如驅動慣性質塊時，其感測軸方向便會因此引發一微小之運動分量，更容易產生相差誤差 (quadrature error) 或零速率輸出 (ZRO) 等軸間感度 (cross-axis sensitivity) 問題⁽³⁵⁾，而影響量測準確性。若能在結構設計上有效利用對稱性，則不但能減少軸間感度，亦較容易利用差分方式將感測方向之擾動及許多共模雜訊濾掉，同時能減少溫度改變造成的輸出漂移。除對稱性外，藉由外形設計設計出前節所述之運動解耦彈簧以提升彈簧剛性對比，則除了減低軸間感度之影響外，亦能降低

對於抑制非運動方向之擾動運動，包括不對稱電場所造成的飄浮 (levitation) 效應⁽⁵⁸⁾、外界施予之衝擊等。另外，由於增加結構厚度能大幅提升彈簧出平面方向的剛性 (三次方關係)，且對同平面剛性影響不大，故能有效抑制出平面方向之擾動，因而厚結構便再度成為較佳之選擇。

② 材料選擇

最後是關於材料之選擇。欲使陀螺儀之輸出準確且可靠，材料的機械特性與穩定性是必要之考量。常用之微陀螺儀材料為多晶矽 (poly-silicon)、電鍍鎳 (electroplated nickel) 以及單晶矽 (SCS)。而其中在機械性質上，單晶矽除了因製造穩定、使材料性質一致性優於複晶矽和金屬外，其尚有下列優點：1. 材料常數優於大部分金屬與合金，且無薄膜應力及其衍生之問題；2. 熱膨脹係數較小且材料常數與溫度之相依性較低，使其對溫度變異所引入的誤差，例如電容間隙改變而導致的訊號誤差，以及共振頻率漂移導致之響應線性度劣化等問題，能有效地抑制；3. 為高 Q 值之理想彈性材料，亦不易產生疲勞破壞，故極適合應用於如微陀螺儀之共振元件中。另外，如文獻 59 所述，(111) 單晶矽晶片之楊式係數、波松比、剪力係數等材料常數，在平行與垂直晶片上之各方向皆為相等，整體而言能進一步降低設計與製造上之方位與對準問題所衍生的機械性質誤差，因此近年來亦有使用此材料於微陀螺儀的相關研究^(46,56)。

7.1.2.4 結語

以微機電技術開發之微陀螺儀，具有微小化、低成本之優勢，其性能又能滿足民生相關之應用，如提升汽車之舒適與安全性、消費性電子產品與電腦周邊設備、輔助醫療與手術器械等，實為值得開發之領域。然由於須量測非常小之運動量，又須克服操作過程引入的內部與外部雜訊，使得微陀螺儀之研究工作相當具挑戰性。本節針對此，經由對微陀螺儀之原理與設計探討，列舉了一些於研發時須考量的要素，包括結構設計要求、製造方式與材料選擇以及電子迴路之需求等。由文中所述，運動解耦與頻率匹配為多數微陀螺儀設計時之基本要求；另外關於合適的尺寸設計、運動模式選擇、真空操作環境，以及外形設計、材料選擇等，亦有助於性能上之提升。

雖然目前微陀螺儀精準度多僅能達中上性能，但可預見地其將會因需求增加而提升。例如具高精準度需求之飛彈防衛系統、無人駕駛飛機等，由於其在測試期間就會耗損掉大量之陀螺儀，在所費不貲之動力驅使下，必然微陀螺儀在價廉之餘，能更快有精準度提升的表現，以適於空間導航之應用。因此，在微加工技術日益進步，配合研發人員之合作與設計巧思下，高性能又價廉質輕之微陀螺儀將是指日可期的。

7.2 熱感測器

熱感測與我們的日常生活是密不可分的，因為人體皮膚隨時會感受到外在環境的冷熱變化。為了量化此種感覺，科學家遂提出了溫度的觀念。隨著時代的進步，溫度量測的精確度、便利性與多樣性也日新月異。由於測量的變數只要與冷熱的變化具有某種關係，即可用來感測溫度，因此感測器的種類相當眾多，表 7.9 即綜整了目前常見的感測器與其使用的原理。基本上，根據使用方式，我們可以將之概分成兩類：接觸型與非接觸型。前者必須直接與待測物接觸，透過傳導或對流，達成熱平衡後而量得所對應的溫度；後者則是利用熱輻射，可以遙測方式為之。在表 7.9 中，可具有熱輻射感測能力者以星號 (*) 表示，愈靈敏者，星號愈多。一般而言，後者的量測方式較前者方便且快速，尤以近代半導體科技的進步，此類型感測器的發展一日千里，本節即針對其中數種使用微機電製程技術製作的元件，闡述其工作原理，並以熱輻射計 (bolometer) 為例，說明其設計與製作方法。

表 7.9 各種熱感測器與其感測原理。

感測器種類	感測原理								
	熱電	電阻	電容	載子遷移	熱膨脹	共振頻率	顏色比對	偏極	備註
熱電偶	√								
熱電堆	√								*
熱阻 (RTD)		√							*
熱敏電阻		√		√					**
熱輻射計		√							***
焦電元件			√						***
量子元件				√					*****
氣體					√				
液體					√				
雙金屬					√				
表面聲波元件						√			*****
光學高溫計							√		
液晶								√	

備註：* 表示熱輻射的感測能力。

7.2.1 熱輻射簡介

任何感測器的設計皆以待測目標的特徵分析為依據，因此，我們先概要說明物體的熱輻射特性。當物體受熱時，內部的原子或分子將產生擾動，導致電子的加速而激發出電磁輻射能量，此即稱為熱輻射。所有的物體都釋放此種能量於外界而變冷，也同時自外界吸

收此種能量而升溫。所謂的輻射熱平衡，即是物體的吸收率與放射率相同時的狀態。在此種能量傳遞轉換的過程中，一般物體對輻射並不會完全的吸收，而會產生部分反射與部分穿透。Kirchhoff 觀察到良吸收體即為良放射體，並用「黑體 (blackbody)」一詞來描述一個能吸收所有入射輻射的物體，從而訂定了其他輻射源的比較標準。此種黑體的輻射為連續光譜，且具有一共通性，不論組成物質為何，所有黑體在相同溫度下，所放射出來的輻射皆具有相同的光譜。

若物體表面為理想的漫輻射面，則其每單位波長、單位面積的光譜輻射功率 W_λ (稱光譜輻射出射度，spectral radiant emittance) 可表示為

$$W_\lambda = \frac{2\pi hc^2}{\lambda^5} \frac{1}{e^{hc/\lambda k_b T} - 1} \quad (7.52)$$

此處 λ 為此電磁波的波長， c 為光速，Planck 常數 $h = 6.63 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ ，Boltzmann 常數 $k_b = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ， T 則為物體的絕對溫度。

(7.52) 式即為計算物體熱輻射的 Planck 公式。由此公式知，任何物體只要溫度高於絕對零度，理論上都會發出電磁輻射，只是其強度會隨物體溫度的高低而不同。最大輻射出射度所在的波長，可由上式對波長微分後令其為零而獲得，結果即為 Wien's 位移定律：

$$\lambda_m T = 2898 \text{ (單位：}\mu\text{m} \cdot \text{K)} \quad (7.53)$$

圖 7.47 所示為溫度 290 K、500 K 與 1000 K 物體的輻射出射度光譜分布曲線，其最大值 (圖中之虛線) 即遵循 (7.53) 式。很明顯的，一般自然界物體所發出的熱輻射大都集中於紅外線區域，這也是感測熱輻射的元件通常被稱為紅外線感測器的原因。此外，對於室溫 (290 K) 附近的物體，最大輻射出射度所在的波長約為 $10 \mu\text{m}$ 。因此，若單以目標輻射量的多寡來衡量，欲偵測室溫左右的地表物體，如人體、車輛或一般景物等，感測器的光譜響應範圍最好選擇在遠紅外區域 ($6-15 \mu\text{m}$ ，far infrared (FIR))，或 long wavelength IR (LWIR)，其比近紅外 ($0.75-3 \mu\text{m}$ ，near IR (NIR)) 或中紅外 ($3-6 \mu\text{m}$ ，middle IR (MIR)) 的貢獻來得大。

7.2.2 感測器性能參數

當感測器檢知物體的熱輻射後，必須轉換成可讀取訊號進行後續處理，處理的難易或快慢端賴此轉換訊號的好壞。因此，訊號的轉換特性是感測器性能的評估準則，我們通常使用四個參數⁽⁶⁰⁾：響應度 (responsivity)、雜訊等效功率 (noise equivalent power, NEP)、感測度 (detectivity, D) 及歸一化感測度 (normalized detectivity, D^*)

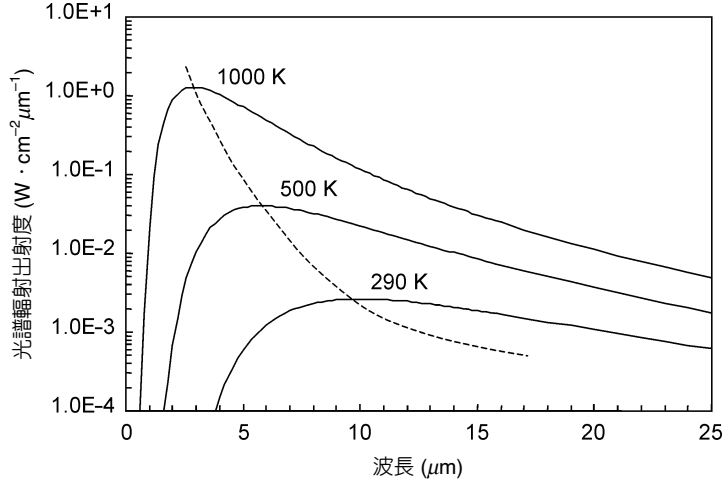


圖 7.47

不同溫度下，黑體輻射出射度的光譜分布。

(1) 響應度

響應度定義為感測器接收到每單位輻射功率 P_d 所產生的訊號電壓 V_s 或電流 i_s ，且不計雜訊的大小。電壓響應度 R_v 與電流響應度 R_i 分別表示如下

$$R_v = \frac{V_s}{P_d} = \frac{V_s}{H_d A_d} \quad (\text{單位：V / W}) \quad (7.54)$$

$$R_i = \frac{i_s}{P_d} \quad (\text{單位：A / W})$$

此處 H_d 為落在感測器面積 A_d 上的輻射照度 (irradiance)。 R_v 一般為波長之函數，當考慮波長因素時，稱其為光譜響應度 (spectral responsivity)。又 R_v 代表感測器的能量轉換效率，其值愈高則輸出愈高，但是它並無法表現出感測器產生的雜訊，必須再引進下一個參數。

(2) 雜訊等效功率

此參數的物理意義為感測器所能檢知的最小輻射功率。亦即當感測器的輸出訊號等於其電壓雜訊 V_n 或電流雜訊 i_n (訊雜比等於 1) 時所接收到的輻射功率，即

$$\begin{aligned} \text{NEP} \equiv P_d (\text{SNR} \equiv 1) &= \frac{V_n}{R_v} \\ &= \frac{i_n}{R_i} \end{aligned} \quad (7.55)$$

感測器之雜訊有許多來源，包括物理本質的、材料的與製程產生的等等，皆與頻率有關，故通常以雜訊的功率頻譜 (power spectrum) 表示。

(3) 感測度

定義感測度 D 為雜訊等效功率 NEP 的倒數，使其與感測器的性能成正比關係，以符合一般習慣。

(4) 歸一化感測度

由於大多數感測器的雜訊電壓正比於感測器面積 A_d 與電路頻寬 Δf 的平方根，因此，我們可再定義一元件參數如下式

$$D^* = \frac{\sqrt{A_d \Delta f}}{NEP} \quad (\text{單位：cm} \cdot \sqrt{\text{Hz}} / \text{W}) \quad (7.56)$$

使得感測度無關於感測器面積與測試時的電路頻寬，可用來比較不同元件材料於製作時之優值。

上述僅為感測器單一元件 (檢知器) 的基本性能參數，對於紅外線系統而言，其性能模式的建立與描述則複雜多了。 R_v 與感測器的讀取電路有關，藉其型式可整體了解此種感測器的原理、設計與使用方法，而不同感測器間的性能比較，則須以 D^* 為準。

7.2.3 紅外線熱型感測器

紅外線感測技術已有兩百年的歷史，整個技術的發展重心是在感測器的研製上，主要可分為量子型 (quantum) 與熱型 (thermal) 兩大類。前者是利用感測材料吸收紅外輻射 (或稱光子) 後，經由光電轉換產生傳導電子或電洞，或同時產生電子—電洞對，而引起電性的改變。由於材料的能隙可決定光電效率，因此其響應對波長有選擇性。後者則藉由吸收熱輻射，產生元件的溫升，因而引發感測材料物性改變，並得以由儀器測量出訊號。其響應與表面材料吸收輻射之效率有關，與波長關係僅由此材料之特性決定。若為黑體薄膜，如金黑、碳黑或石墨等，則反應波長範圍十分廣且平坦，與波長幾無關係。基本上，量子型的元件靈敏度較熱型為高，但是目前隨著微機電技術的進步，熱型的性能大為提升而與量子型差距漸小，在民生用途上，已超過需求許多。

就感測原理而言，熱型感測器又可分成熱阻、熱電與焦電等主要三種，圖 7.48 為其典型的空間結構。中間的懸浮薄板吸收紅外輻射而升溫，其兩支撐腳細且長，可減少熱流經由支撐腳的固體熱傳散失。假設紅外輻射具有一峰值 P_0 與一調制頻率 ω ，且造成的溫升為 ΔT ，則由能量守恆原理，吸收的能量等於內能的增加與熱散失量之和，因此熱流方程式可

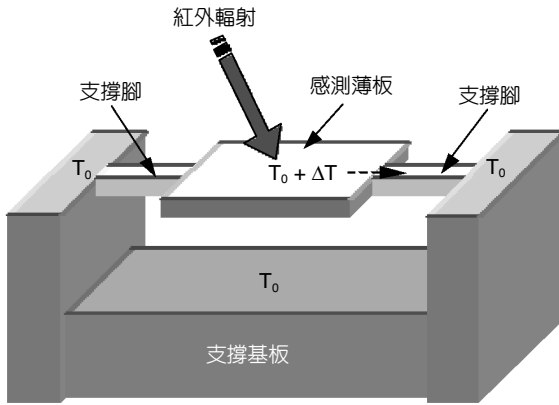


圖 7.48

紅外線熱型感測器原理與結構示意。

寫為⁽⁶¹⁾

$$H \frac{d(\Delta T)}{dt} + G(\Delta T) = \epsilon P_0 e^{j\omega t} \quad (7.57)$$

此處 H 、 G 與 ϵ 各代表檢知器的熱容、熱導以及放射率 (emissivity)。可解得 ΔT 的均方根

$$\Delta T = \frac{\epsilon P_0}{G(1 + \omega^2 \tau^2)^{1/2}} \quad (7.58)$$

式中 $\tau = H/G$ ，為檢知器的熱響應時間 (thermal response time)，或稱為熱時間常數 (thermal time constant)。

(1) 熱阻 (Thermoresistive) 元件

熱阻型微輻射感測器 (microbolometer) 的典型單一元件結構如圖 7.49 所示。原溫度為 T_0 的元件吸收紅外輻射後升溫，造成原電阻 R_0 有一小變化 dR ，電阻溫度係數 (temperature

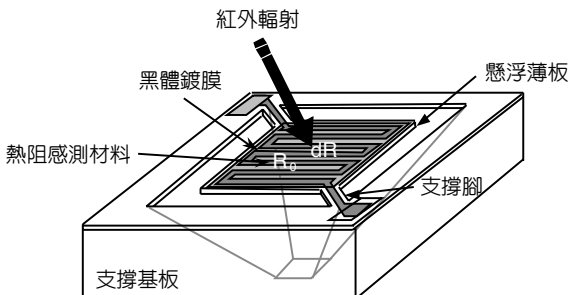


圖 7.49

典型的單一熱阻型元件結構。

coefficient of resistance, TCR) α 可表示為，

$$\alpha = \frac{1}{R} \left. \frac{dR}{dT} \right|_{T=T_0} \quad (7.59)$$

對於金屬物質，由於溫度升高時，電子與晶格間的碰撞機率增加，降低了導電率，導致電阻的增加， α 為一正值，簡稱 PTCR。但是對於半導體材料，則由於溫度升高時，電子電洞對增加，使得電阻反而降低， α 為一負值，簡稱 NTCR。

此種元件必須給一固定偏流 i_b ，輸出電壓可寫成 $V_s = i_b \alpha R \Delta T$ ，因此響應度可表示為

$$R_v = \frac{\varepsilon \alpha R i_b}{G(1 + \omega^2 \tau^2)^{1/2}} \quad (7.60)$$

(2) 焦電 (Pyroelectric) 元件

焦電材料因晶體結構的不對稱性，正離子與單位晶格中有一位移，使得元件存在一電偶極矩 (electric dipole moment)，在居禮溫度 (Curie temperature) 以下，即具有一自發性極化強度 (spontaneous polarization, P_s)⁽⁶²⁾。如圖 7.50(a) 所示，元件處於熱平衡狀態時，此極化效應將不斷產生電荷於晶體表面，引發一內在電場，但此電場將會被空氣中漂浮在表面周圍的電荷所中和而消失。然而任何的溫度變化 ΔT 皆能引起上述正離子的擾動，而改變整體的極化強度，此改變非常快速，使得原先與其抵銷的表面電荷不及反應而重新出現一電場。

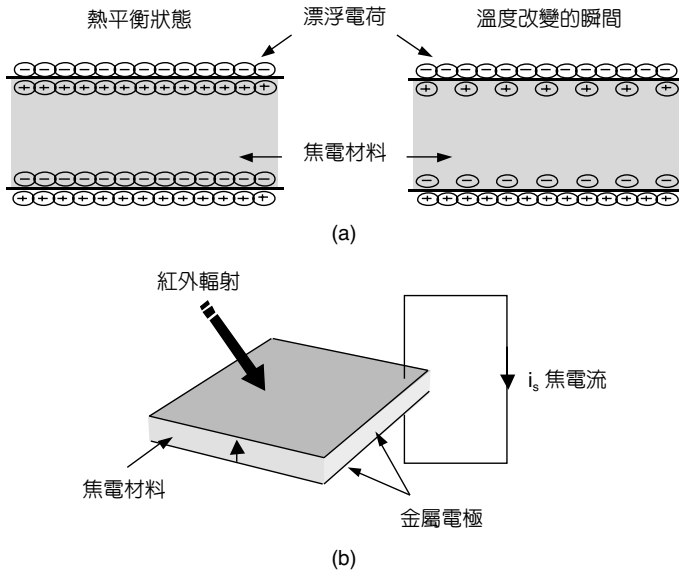


圖 7.50

(a) 焦電型元件感測原理，(b) 焦電型元件吸收一紅外輻射變化時，於外部電路會存在一暫態電流。

整體極化強度的變化可表示為

$$\Delta \mathbf{P}_s = \mathbf{p} \Delta T \quad (7.61)$$

此處 $\mathbf{p}$ 為材料的焦電係數，為一向量形式，其方向與大小皆因材料種類而變。將此元件作成薄板，上下加一電極，且令元件的極化方向與電極面積的法線方向平行，如圖 7.50(b)，在表面電荷又被中和之前，於外部電路會存在一暫態電流 i_s ，可表示為

$$i_s = p A_d \frac{d(\Delta T)}{dt} \quad (7.62)$$

此處 A_d 為元件面積。其電流響應度為

$$R_i = \frac{\varepsilon p \omega A_d}{G(1 + \omega^2 \tau^2)^{1/2}} \quad (7.63)$$

由上式知，焦電元件於 AC 下工作才有響應，因此必須使用一斬波器 (chopper) 進行入射訊號頻率的調制。

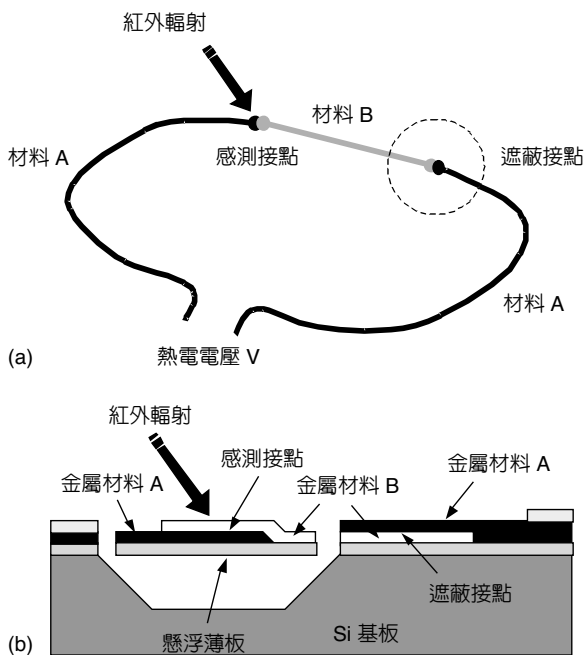


圖 7.51

(a) 熱電型元件感測原理。(b) 熱電型元件的半導體製程結構。

(3) 熱電 (Thermoelectric) 元件

熱電元件主要是利用熱電效應，連結兩種熱電功率不同的金屬材料，在兩端點會產生電壓，電壓大小正比於接點處溫度的高低，且其值與材料有關。如圖 7.51(a) 所示，為了做室溫補償，接點有兩個，一個進行感測，另一個遮蔽並製作於基板上。圖 7.51(b) 為其使用半導體製程的結構。當串連 n 個此種元件即構成熱電堆 (thermopile)，其輸出電壓將加倍，即

$$V_s = n(s_1 - s_2) \Delta T \quad (7.64)$$

此處 s_1 與 s_2 為兩材料的熱電係數。將 (7.58) 代入上式，其響應度可表示為

$$R_v = \frac{\epsilon n(s_1 - s_2)}{G(1 + \omega^2 \tau^2)^{1/2}} \quad (7.65)$$

上述三種熱型感測器中，欲製作成面陣列元件，以熱阻型最具低成本優勢⁽⁴⁾，因其可相容於目前 IC 代工廠的標準 CMOS 製程；焦電型由於使用非標準材料而可能會造成製程污染；熱電型則較難布局面陣列的幾何結構，只能做低解析度或線型陣列，且其響應度較低。

7.2.4 熱阻型元件設計

由熱阻型元件響應度公式 (7.60)，可以歸納出下面幾個元件設計重點：(1) 低熱導與低熱容；(2) 高 TCR 的材料；(3) 高吸收率的表面鍍膜；(4) 高固定偏流下操作；(5) 高電阻值等。這五項其實都併隨著系統的考慮因素，關係錯綜複雜，如太高的阻值會造成電路的 RC 時間常數增加，高偏流或偏壓的操作將影響元件設計準則或增加消耗功率，以及高 TCR 材料的雜訊可能亦高等。在實際製作的可行性考慮下，整體設計的理念應該是：經由元件的熱感測分析，選擇適當的結構與材料，設計低雜訊的讀取電路，以達到所需的響應度與感測度，而在製程方面，則須充分考慮高良率與標準 CMOS IC 的相容性。

在上述的設計重點中，熱導無疑是最重要的參數，它直接影響元件結構、材料、封裝與微加工製程的考量。欲降低元件的熱導，首先必須分析其熱流可能的散失途徑：固體、氣體傳導、對流與輻射等。對於一個截面積 A_{lead} 的薄板元件，其固體熱傳將經由支撐腳流向邊緣，可表示為

$$G_s = n_l k_l \frac{A_{\text{lead}}}{l_{\text{lead}}} \quad (7.66)$$

此處 n_l 為元件支撐腳數目， k_l 為其組成材料的熱導係數 (thermal conductivity)， l_{lead} 則為支撐腳的長度。因此，除了材料的熱導係數須小外，元件的支撐腳數亦須愈少愈好，且具有長腳與窄截面的外觀。氣體熱傳則主要是靠氣體分子與物體的碰撞來傳遞熱能，因此，必須減少氣體分子或縮小元件面積來降低熱導。但是縮小元件面積反而會減少紅外輻射的吸收量，較可行的辦法為降低氣壓，亦即將元件置於真空封裝中，同時避免氣體熱傳與對流。至於輻射的熱流散失，由於吸收輻射所造成的升溫，仍會以輻射傳遞出去，此為所有熱導中無法避免者。對於僅存輻射熱導的感測器，我們通常稱其為輻射極限 (radiation-limited) 元件。

熱阻型元件常用的半導體製程材料，其熱導係數、比熱與密度如表 7.10 所示，代入元件每一層的結構尺寸，加總後即可計算出支撐腳的總固體熱導與元件熱容。表 7.11 則以白金熱阻元件為例，每一層的材料如最左欄，由表 7.10 的數據，可計算出支撐腳的總熱導達

表 7.10 熱阻型元件常用的半導體製程材料。

材料	熱導係數 (W/m·K)	比熱 (J/kg·K)	密度 (g/cm ³)
SiN	18.5	700	3.44
Poly-Si	30	320	2.33
SiO ₂ /BPSG	1.4	400	2.5
NiCr (Ni:80%)	13.4	444	8.4
Ti	21.9	523	4.5
Al	237	900	2.7
Pt	71.4	132	21.45

表 7.11 白金感測元件的熱導與熱容計算。

各層材料	支撐腳			感測面			
	厚度 (μm)	寬度 (μm)	熱導 × 10 ⁻⁷ (W/K)	厚度 (μm)	寬度 (μm)	長度 (μm)	熱容 × 10 ⁻¹⁰ (J/K)
SiO ₂	0.09	3	0.159	0.09	25.3	42.3	0.963
SiN	0.15	3	3.51	0.15	25.3	42.3	3.87
Pt	0.02	1.2	0.72	0.02	23.5	40.5	0.54
BPSG	0.89	4.2	2.20	0.89	29.3	43.5	11.3
SiO ₂	0.15	4.2	0.371	0.15	29.3	43.5	1.91
SiN	0.5	4.2	16.4	0.5	29.3	43.5	15.3
NiCr	—	—	—	0.05	29.3	36.5	1.33
總計	2.16	—	23.36	2.21	—	—	35.2

$23.36 \times 10^{-7} \text{ W/K}$ 。若白金的 $\text{TCR} = 0.25\%/^{\circ}\text{C}$ ，表面鍍膜的吸收率為 0.6，元件電阻 $1 \text{ k}\Omega$ ，當定電流源為 4 mA ，利用 (7.60) 式，可算出於直流下操作的響應度僅為 2568 V/W 。此響應度是否足夠，要視目標的偵測需求與系統的其他規格而定，系統所收集的目標輻射功率必須大於檢知器的 NEP，並且根據既定的訊雜比 (S/N) 來估算所需的輸出電壓。

7.2.5 熱阻型元件製作

熱阻型元件製作的重點在於形成一具有低熱導的感測懸浮薄板，主要是利用矽微細加工中的非等向性蝕刻 (anisotropic etching) 或犧牲層 (sacrificial layer) 表面蝕刻等技術，分別製作如圖 7.52(a) 的 V 形槽或圖 7.52(b) 的懸浮橋，兩者各有其優缺點。當單一元件面積小至 $60 \times 60 \mu\text{m}^2$ ，為了提高填充比 (fill factor)，大都使用後者，將多工掃描器的 MOS 開關製作於感測元薄板下方。不過，此種雙層結構較複雜，必須耗時於製程的調整。以下以 V 形槽結構的元件為例，說明其製作流程。

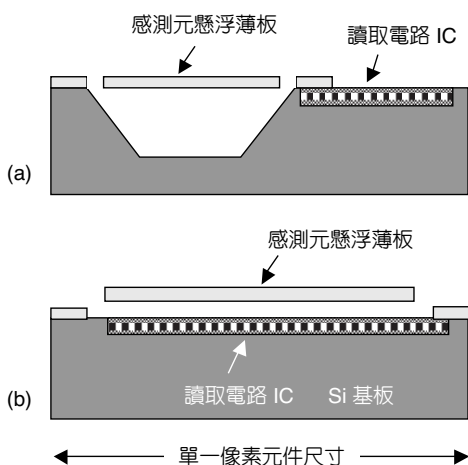


圖 7.52

典型的單一熱阻型元件結構：(a) 單層，(b) 雙層。

(1) 單一感測元製程

以白金為感測材料的單一元件製程與剖面如圖 7.53 所示，在 (100) 矽晶圓上先長氧化層，利用第一道光罩圖樣去除蝕刻窗處的氧化層。第二道光罩以剝離法 (lift-off) 將電子槍 (亦可用濺鍍機) 鍍上的白金電阻形成蛇狀圖樣，白金厚度可依所需阻值而改變。然後沉積低溫氧化層 (LTO) 以保護白金。第三道光罩則用來去除鋁金屬引線接觸區與蝕刻窗的 LTO。第四道光罩作鋁金屬線的連接圖樣。若為了增加紅外輻射能量的吸收率，可再增加一道光罩，用來鍍一黑體薄膜，材料可選 NiCr。最後進行矽非等向性蝕刻，製作出一 V 形槽，以形成一懸空的感測薄板。

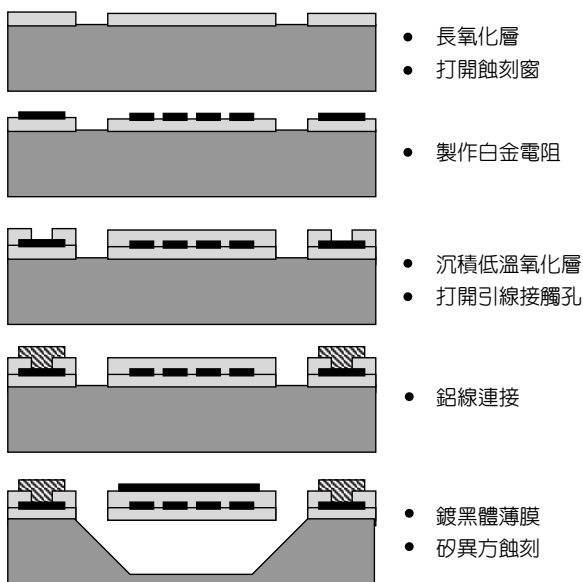


圖 7.53

單一白金熱阻感測元件製作流程。

(2) 感測元 IC 整合製程

對於紅外線面陣列感測元件 (infrared focal plane array, IRFPA)，若將感測元與讀取電路 IC 整合製作於同一晶片上，不僅可減少雜訊，亦省去接合與封裝的繁複程序，性能與成本皆具優勢。元件的製程可分成前後兩段：前段 (front end) 使用一般 IC 製造技術，後段 (rear end) 則為矽晶片的面型微加工。此種整合型製程設計必須考慮與 IC 代工廠標準製程的相容性，後段製程不能破壞前段已完成的 IC。圖 7.54 為整合標準 SPDM (single poly double metal) CMOS IC 與白金電阻薄膜，以及矽非等向性蝕刻的製作流程，主要可分成下列步驟：

1. 長 CMOS 標準製程的 LOCOS (local oxidation of silicon) 與做為浮板用的氮化矽。
2. 形成氮化矽浮板圖樣；長 MOS 所需的薄氧化層。
3. 製作多晶矽閘，並以離子佈植完成源極與汲極，然後以 BPSG 保護。
4. 打開接觸區、連接金屬線，再以氮化矽保護金屬。

以上為 IC 代工廠的標準 CMOS 製程，完成晶圓接收測試後，拿回繼續進行下列後段製程。

1. 去除蝕刻窗處的氧化層與氮化矽，進行白金電阻薄膜濺鍍。
2. 長氧化層保護白金電阻薄膜。
3. 鍍上黑體薄膜。
4. 打開蝕刻窗，進行矽非等向性蝕刻。

圖 7.55 為此面陣列元件中單一像素的布局與實際製作完成的晶片，多工器之 MOS 開關設計於感測元旁，單一像素尺寸為 $60 \times 60 \mu\text{m}^2$ 。

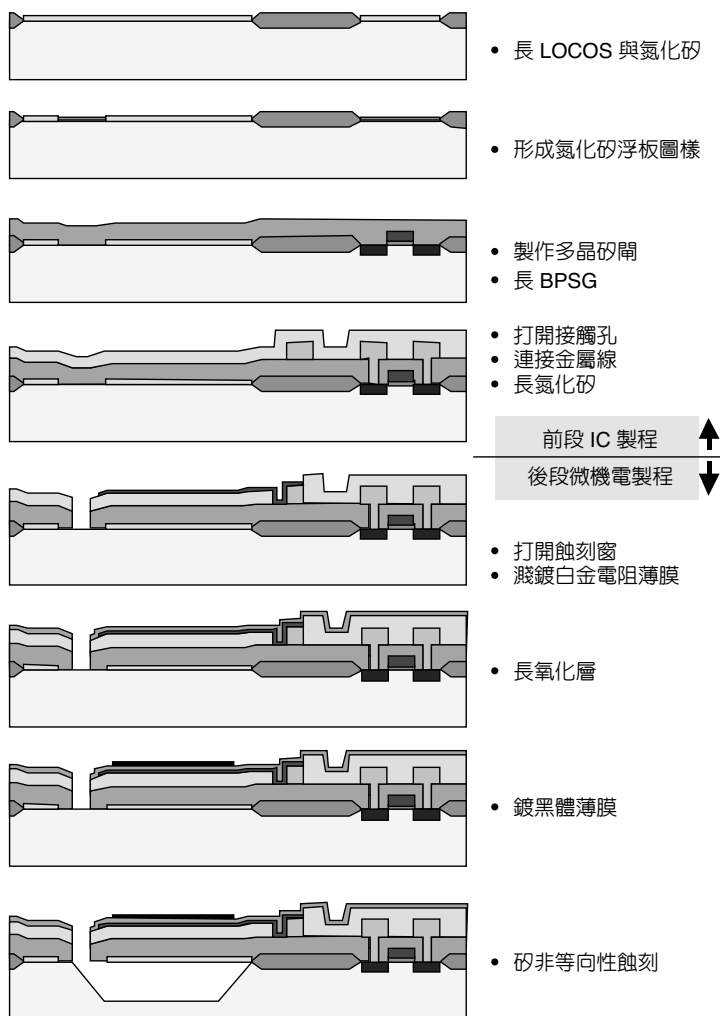


圖 7.54

白金感測元 IC 之 CMOS 相容整合製程。

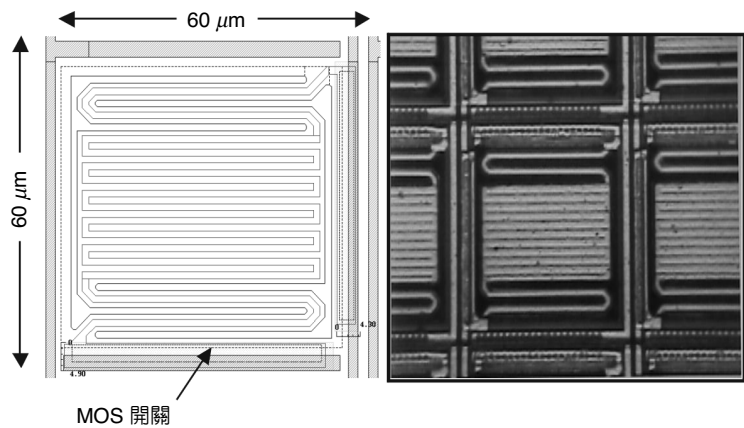


圖 7.55

白金感測元 IC 面陣列元件之單一像素布局與實際製作完成的晶片。

7.3 流量感測器

除壓力量測外，流量感測器為流體特性量測中，應用與研究最為廣泛之流體感測元件。常見大尺度的流量感測器依照其應用原理，可分為差壓檢出流量計 (differential pressure flow meter)、置換氣量流量計 (positive displacement flow meter)、渦輪流量計 (turbine flow meter)、超音波流量計 (ultrasonic flow meter)、熱式流量計 (thermal flow meter)、渦流流量計 (vortex flow meter)、射流流量計 (fluidic flow meter)、科氏力流量計 (Coriolis force flow meter)、皮托管流速計 (Pitot tube)、熱線流速儀 (hot wire anemometry) 及雷射都卜勒測速儀 (laser Doppler anemometry) 等。

利用微機電加工技術，可將上述傳統的流量感測器製作成微小尺度之微型流量感測器，除了可應用於大尺度的流場特性量測外，亦可應用於微小流場。目前利用微機電系統技術所開發出來的微型流量感測器種類繁多，而其中熱式微型流量感測器由於結構簡單，且製程、驅動與訊號檢出電路設計容易，已成為微型流量感測器研究主流，並有實際商品產出。故本文將微型流量感測器區分為熱式 (thermal flow sensor) 與非熱式 (non-thermal flow sensor) 兩類來探討，著重於熱式流量感測器之種類、原理與設計作詳細說明；對於非熱式微型流量感測器，則由於設計種類繁多，本節僅舉部分範例作簡介。

7.3.1 熱式流量感測器

熱式流量感測器主要是由加熱元件 (heater) 及溫度感測元件 (temperature sensor) 所組成之感測器，利用流體流動帶走加熱元件的熱量，造成加熱元件週遭溫度的改變或加熱功率的變化，而可測量流體的流速或流量之感測器。依照感測器操作原理的不同，熱式流量感測器可歸納有熱線／熱膜型流速計 (hot wire / hot film anemometer)、熱量計型流量計 (calorimetric flow sensor) 及熱脈衝型流量計 (time of flight flow sensor)。

(1) 熱線／熱膜型流速計

圖 7.56 為傳統熱線型流速計 (hot wire anemometer)，主要量測結構為一熱阻式加熱絲，一般為白金熱阻絲，尺寸約為直徑 $10\ \mu\text{m}$ 、長 $1\ \text{mm}$ 。熱阻式溫度感測元件之溫度與電阻值的關係可表示如下式，加熱絲之電阻值會隨溫度變化而改變。

$$R_s = R_0[1 + \alpha(T_s - T_0)] \quad (7.67)$$

當熱線型流速計置入流場中，加熱絲的熱量將被流體以強制熱對流 (force convection) 的方式帶走。假若加熱絲供給的熱量控制為固定時，隨著流體流速與被帶走熱量的增加，

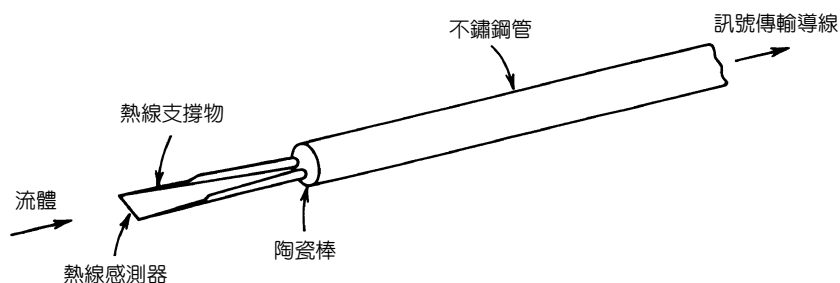


圖 7.56
傳統式熱線型流速計。

加熱絲的溫度將隨之下降；再利用熱敏電阻的特性，經由簡單的定電源電路的設計，則可將流速轉換成電訊號輸出。另一種操作模式則是控制加熱絲的供給熱量，固定加熱絲與氣流之溫度差，則隨著流體流速的增加，加熱功率也隨之提升，再經由定溫電路的設計，則可將流速轉換成電訊號輸出。簡而言之，熱線型流速計就是利用熱線的熱量消逝速率 (thermal energy dissipation rate) 與流體的流速成正相關而設計之流速感測器。

依據 King 針對熱線型流速計所推導出來的半經驗公式－King's law⁽⁶⁴⁾，熱線的熱量消逝速率和流體速度的關係如下式：

$$Q = I^2 R = IV = (A + B \cdot U^n)(T_s - T_0) \quad (7.68)$$

Q 為外部電源提供給熱線的電功率 ($I^2 R$)，相等於熱線的熱產率， U 為流體的速度， T_s 為熱線的溫度， T_0 為流體的入口溫度。 A 、 B 為常數，隨熱線流速計幾何結構與材質不同而有所不同。 A 常數項代表著流速為零時，熱經由熱線支撐物熱傳導傳出、流體自然對流及熱線熱輻射所帶走的熱量係數； B 常數項則代表強制熱對流的係數，會受到流體的種類與熱線幾何形狀而影響。 n 為流速 U 與熱量 Q 之相關係數，和熱線的幾何形狀有關，經由實驗值歸納， n 的數值約落於 0.5 上下 ($0.45 \leq n \leq 0.52$)。

由 King's law 可知，當熱線與氣流的溫度差固定時，量測電功率的變化，即可得知流體的流速，此種量測方式稱為定溫控制模式；圖 7.57 為一般常用的定溫式感測電路。另一種量測方式則是控制電源功率的提供，經由量測溫度的改變，將可測得流體的速度，此種量測方式稱為定電源控制模式。

利用微機電系統技術，可直接將熱線或熱膜製作於矽晶圓基材上，而製作成熱線／熱膜型流速計。圖 7.58 為一般微機電技術所開發的微熱線型流速計之示意圖，如同傳統的熱線型流速計，加熱元件可同時做為溫度或熱功率量測之元件，一般常用白金作為加熱絲與熱敏電阻。當然如前一節熱感測器的介紹，溫度量測有多種方法，如熱阻式 (thermo resistive)、熱電偶式 (thermocouple)、熱電堆式 (thermopiles)、熱電力式 (thermalelectric)、熱電子式 (thermalelectronic) 及焦電式 (pyroelectric) 等，皆可應於熱式微型流量計的溫度感測。一般常見的熱式微型流量感測器，其溫度量測之元件因和加熱電極整合之故，以熱阻

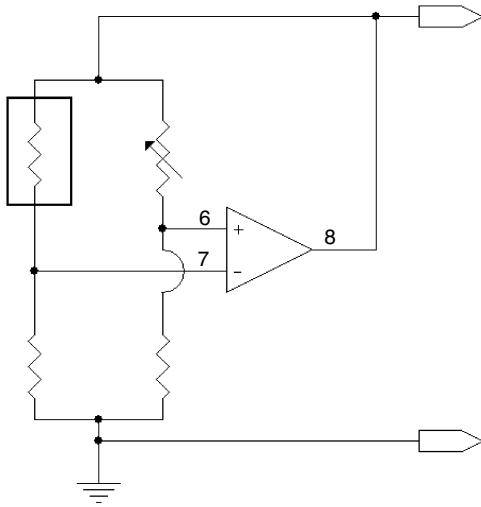


圖 7.57 定溫式感測電路。

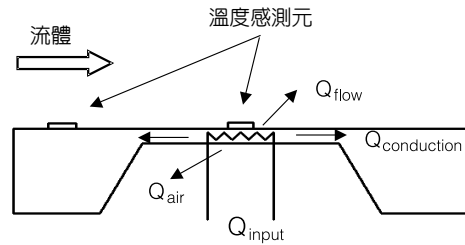


圖 7.58 微型熱線流速計示意圖。

式溫度量測居多，早期的設計多為白金電極，近年來多晶矽 (polysilicon) 材料因高阻值與低耗電功率的特性，已逐漸被採用為熱式微型流量感測器之溫度感測單元。

相同於傳統的熱線型流速計，微型熱線流速計加熱電極所產出的熱不完全由流體所帶走。如同 King's law 所敘述，加熱電極所產出的熱部分將藉由電極的支撐基材，經熱傳導而流失。基材的熱容與熱傳導係數都將影響熱平衡達成的時間，進而影響流速量測的反應時間 (response time) 及量測的靈敏度，因此設計微型熱線流速計必須注意到熱傳問題。一般常見的解決方式有三種，第一種方式如圖 7.59 Stemme 所設計的微型流速計，加熱電極和支撐的基座之間，設計絕熱層減少熱傳導發生⁽⁶⁵⁾。Dominguez 等人則將多孔矽 (porous silicon) 氧化成 $30\ \mu\text{m}$ 厚度的 SiO_2 ，形成圍繞於加熱電極外的熱絕熱層，如圖 7.60 所示⁽⁶⁶⁾。

第二種方式則是將加熱電極製作於懸浮薄膜上，如圖 7.58 所示。由於支撐的薄膜甚

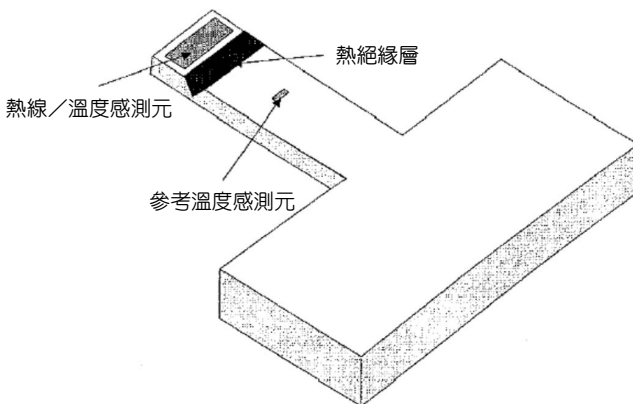


圖 7.59

Stemme 所設計的微型流速計⁽⁶⁵⁾。

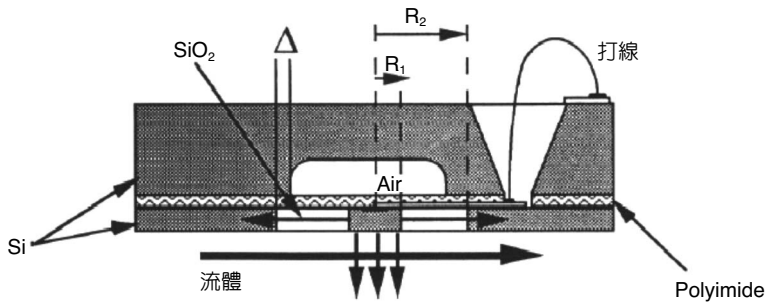


圖 7.60

Dominguez 等人所設計的微
型流量計⁽⁶⁶⁾。

薄，因此熱容 (heat capacity) 與熱傳導都大為減少，熱平衡時間縮短，反應也隨之加快。一般懸浮薄膜的材料多為 Si_3N_4 ，為避免熱傳導的損失，製程上必須儘量製作薄（通常為 $1\ \mu\text{m}$ 以下的厚度）且面積大的懸浮薄膜，以減少熱傳導的通道面積及增加熱阻。然而如此的設計常伴隨著懸浮薄膜製作不易且易遭破壞的特性，不適合惡劣操作環境的使用。另外由圖 7.58 的熱傳導示意圖可知，熱除了沿著薄膜熱傳導到支撐基材外，亦會經由大面積的膜片熱傳導與自然對流而將熱傳送 (Q_{air}) 至非流體量測的一面，因此減緩了響應速度。Liu 等人則是將膜片下方的空間密封起來，並於製程過程中抽真空並配合犧牲層技術，製作一個真空度小於 30 mTorr 的真空腔，如圖 7.61 所示⁽⁶⁷⁾。研究結果發現真空腔提供了非常好的熱絕緣，進而大幅提升頻率響應速度與量測靈敏度。

第三種常見的設計，則是將加熱電極製作於微橋 (micro bridge) 上面，如圖 7.62 所示，由於熱經由微橋傳導到支撐基材的通道非常小，且如果整合微流道作流速量測時，則電極產生的熱將絕大部分傳導到量測流體內，因此有很好的響應頻率與感測靈敏度 (sensitivity)。此種微橋的設計相似於傳統的熱線型流速計；而 Jiang 等人則更進一步利用微機電製程技術，製作出名符其實的微型熱線流速計⁽⁶⁸⁾，如圖 7.63 所示，加熱電極為懸浮之多晶矽熱阻式電熱絲。

利用微機電加工技術開發出來的單線式熱線型微流量計，其熱散逸速率和流速的關係

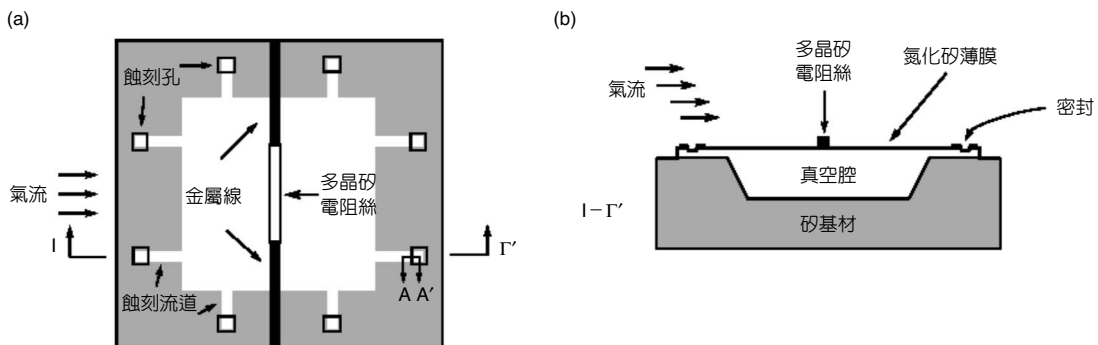


圖 7.61 流體剪應力感測器⁽⁶⁷⁾。

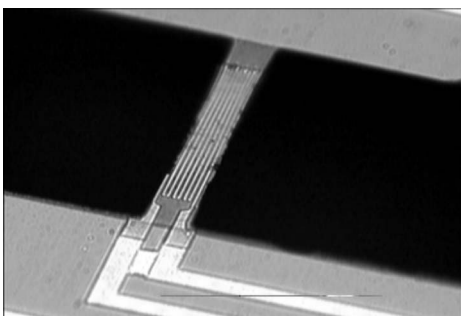


圖 7.62 單線式熱線型流速計。

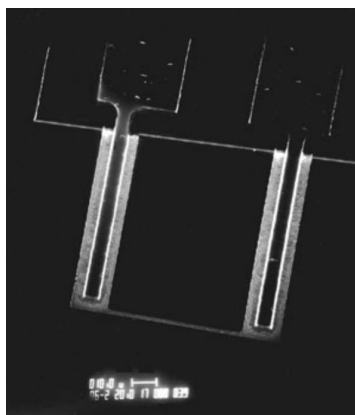


圖 7.63 微型熱線流速計。

一般也都符合 King's law 的半經驗公式。而由 King's law 方程式可知，欲量測流體的速度必須隨時監控流體的入口溫度，因此如圖 7.61 至圖 7.63 的設計，由於並無參考溫度感測單元 (reference temperature sensor) 的設計，因此在電路處理的設備中必須再加入溫度補償的設計，造成使用上的不便。且當外界溫度變化時，將造成量測誤差。

另外，單線式的微型熱線流速計並無法量測流體的方向。為了解決參考溫度量測與速度方向判定兩個問題，因此發展出兩線式熱線型流速計 (two wire anemometer)，即將兩條獨立的加熱電極製作於懸浮的薄膜或微橋上。圖 7.64 為兩線式熱線型流速計量測原理示意圖，假設兩加熱電極產生的熱互不影響，如圖中熱邊界層之示意，則每一個加熱電極所產生的熱散逸速率和流速都將遵守 King's law，且依據層流邊界層理論 $\delta(x) \approx 1/\sqrt{Re_x}$ ，則可推導出，固定相同輸入功率時，兩加熱電極的溫度差將成為速度函數而與流體的入口溫度無關，相關的關係式推導請參考 Elwenspoek 等人之研究⁽⁶⁹⁾。

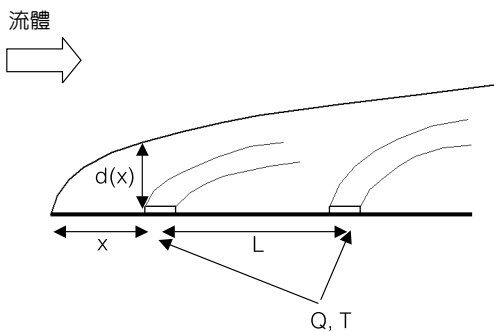


圖 7.64

兩線式熱線型流速計量測原理示意圖。

(2) 熱量計型微流量計

圖 7.65 為熱量計感測器 (calorimetric sensor)，其主要元件為兩個溫度感測單元，而其中一個溫度感測單元上方鍍有可以與欲測物質反應的觸媒 (catalyst)。當欲測物質接觸感測器時，由於觸媒的催化作用而有燃燒生成熱產出，造成其中一個溫度單元溫度升高，經由兩個溫度感測單元所量得的溫度差即可量得熱量的產出，此即為熱量計感測器。

利用熱量計的觀念設計流量量測之感測器，則稱為熱量計型流量計。圖 7.66(a) 為傳統熱量計型流量計設計示意圖，微管道外圍纏繞有兩組熱阻式溫度感測電阻絲及一組加熱電阻絲，加熱電阻絲提供熱量給予微管道內的流體。當流體靜止時，加熱電阻絲兩側的溫度成對稱分布，如圖 7.66(b)；當流體流動時，則溫度分布將隨流速的不同而改變。因此經由加熱電阻絲兩側溫度的比較，則可以得到一溫度差與流量關係圖，而構成一流量感測器。圖 7.67 為定電源操作模式下之電路設計，而圖 7.68 則為微機電技術所設計之熱量計型微流量計，中間為加熱電極，兩旁則為溫度感測電極。

圖 7.69 為另一種常見的熱量計型微流量計，兩組加熱電阻絲同時做為溫度感測之用。圖 7.70 則為微機電技術所設計之對應元件，其結構設計上有點類似於兩線式熱線型流速計。

熱量計型微流量計和熱線型流速計在設計上非常相似，都一樣具有加熱元件與溫度感測元件，加熱元件和感測元件也都可以整合成一元件，而操作模式也都可以使用定溫控制

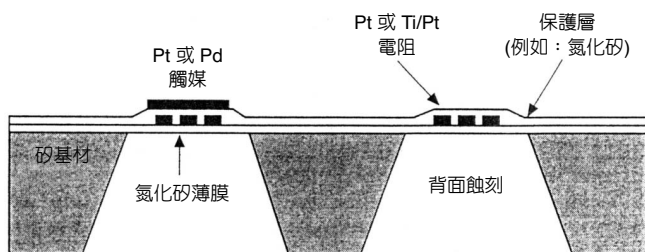


圖 7.65
熱量計感測器。

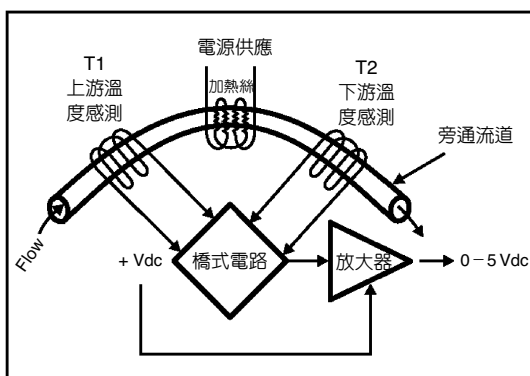
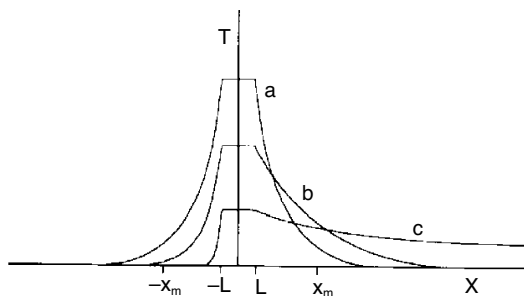


圖 7.66 傳統質流量計設計。



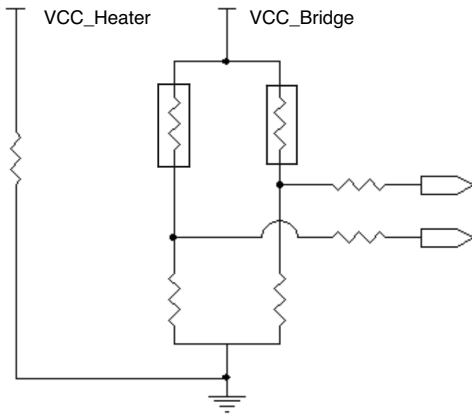


圖 7.67 定電源感測電路。

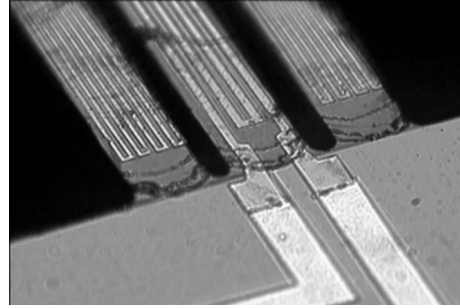


圖 7.68 微型質流量感測器。

或定電源控制技術。然而不同於熱線型流速計之量測原理，熱量計型微流量計主要的量測原理，是利用熱擴散至流體後，隨著流體的流動而被帶走形成溫度分布，再藉由溫度分布的量測，則可得到流體的速度。而熱經由熱擴散至流體，其擴散能力又和流體的熱容 (heat capacity, $m \cdot C_p$) 及熱擴散係數成一正相關。其中熱容又與流體的質量相關，因此熱量計型流量計又可稱為質量流量計 (mass flow meter)。

由原理分析可知，熱量計型流量計量測原理和流體的質量與熱擴散速度相關，因此，當流速大於臨界速度時，加熱絲提供的熱量將來不及擴散至微管道中，以致溫度差或供給熱量差與質流量 (mass flow rate) 之正相關將不再存在。圖 7.71 為 Lammerink 的實驗結果⁽⁷⁰⁾，可發現隨著流速的增加，輸出電壓 (相當於加熱絲上下游溫度差) 一開始和流速呈現正相關的關係；到了一臨界速度點後，流速的增加反而降低了輸出電壓。因此，一般使用熱量計型微流量計或質量流量計時，皆操作於微管道內且低流量的使用環境。不同於熱線型

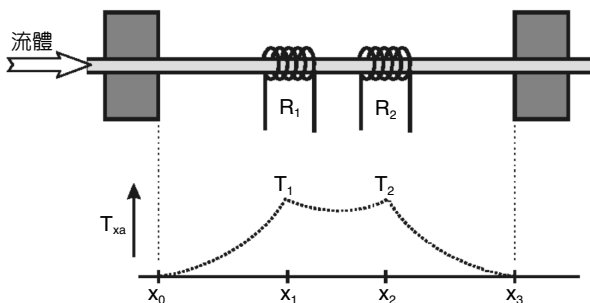


圖 7.69 傳統兩線式熱量計型流量計之設計。

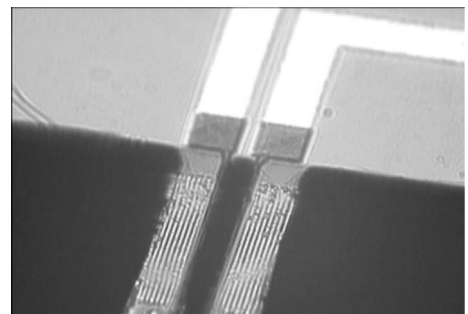


圖 7.70 兩線式熱量計型流量感測器。

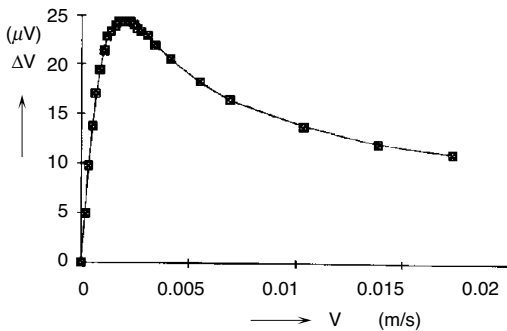
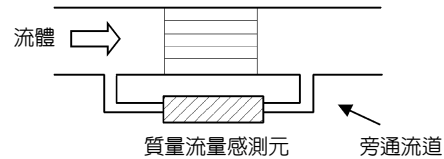
圖 7.71 Lammerink 實驗結果⁽⁷⁰⁾。

圖 7.72 質量流量計使用示意圖。

流速感測器可直接應用於外流場與高速流場，熱量計型微流量感測器常需要搭配旁通管路 (bypass) 的設計，以放大速度量測範圍，圖 7.72 即為一般質量流量計之設計示意圖。

接下來比較兩線式熱線型流速感測器與質量流量感測器原理的差異，與元件設計之差異。熱線型流速感測器的量測原理是假設兩加熱電極產生的熱互不影響，量測熱散逸速率和邊界層厚度之關係，因此在設計加熱電極間距 (L) 時，必須符合邊界層厚度 (δ) 甚小於加熱電極間距 (L) 的設計準則。相反地，質量流量感測器的量測原理則是希望上游的加熱電極所產出的熱經由熱擴散影響下游加熱電極的熱量或溫度分布，因此在設計質量流量感測器時，加熱電極間距 (L) 會設計成甚小於邊界層厚度 (δ)。可以預期，當一質量流量感測器的加熱電極間距 (以兩線式質量流量感測器為例) 逐漸增大時，則量測特性會逐漸趨近熱線型流速感測器，因此流量量測範圍也會逐漸提升。

自 1970 年代微型流量感測器開始研究以來，已有非常多的研究報告產出⁽⁷¹⁻⁷³⁾，針對不同的目的，常有不同的設計。圖 7.73 為 Honeywell 公司所開發的質量流量感測器，其設計原理相當於圖 7.66 傳統質量流量感測器之設計，中間為一加熱電極，加熱電極的上下游不遠處 ($L \ll \delta$) 則有溫度感測電阻。

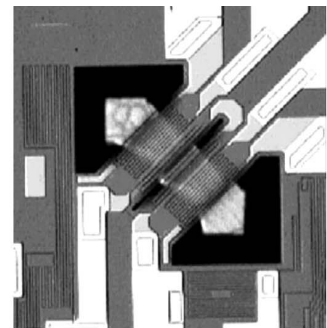
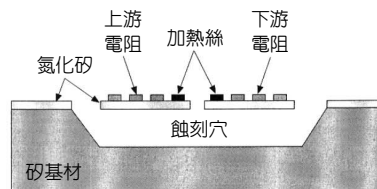
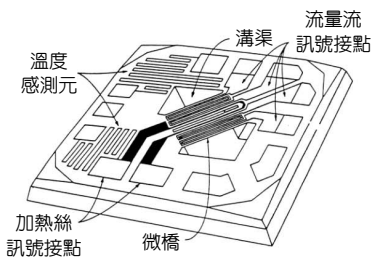


圖 7.73 Honeywell 公司開發之微型流量計。

(3) 熱脈衝型流量計

前面所提到的熱式流量感測器都是屬於類比訊號式元件 (analog device)，類比式元件的輸出訊號常會有背景雜訊與訊號漂移的困擾，因此在實際商品應用上，電路常需要製作補償或過濾的電路。另一方面，無論是熱線式流速計或質量流量計，使用時會因操作流體的不同，其黏滯係數 (viscosity)、熱傳係數與熱容皆不同，因而造成流量計必須重新校準，因此有其不便之處。相對於類比式元件，熱脈衝型流量計則屬於數位式感測元件，因此可以完全避開上述的缺點。

熱脈衝型流量計量測原理如圖 7.74 所示，是利用熱脈衝 (heat pulse) 隨流體的傳遞，量測熱脈衝行進的速度 ($L/\Delta t$)，則可計算流體的速度。此種流體感測器的設計必須確定熱脈衝行進的速度是取決於流體的行進速度而不是熱擴散速度，因此量測距離與熱擴散速率的不同將影響速度量測範圍。一般而言，速度越高越容易設計。圖 7.75 顯示熱脈衝溫度分布因熱擴散而隨時間變化之示意圖，隨著時間的增加，溫度分布將逐漸趨於平緩。因此如果溫度感測器與加熱器的距離太長、流速太慢或熱擴散速度太大時，將造成感測不到訊號 (如圖 7.75 中 t_3 之訊號)。為了解決此一問題，因此多數的熱脈衝型流量計，會於加熱器下游不同距離處，設計多個溫度感測器，如圖 7.76 所示。

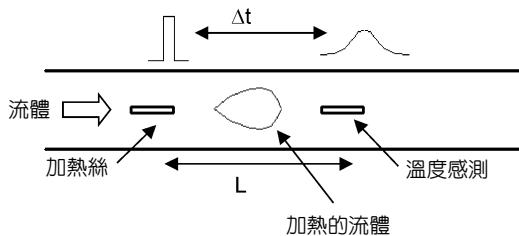


圖 7.74

熱脈衝型流量計量測原理示意圖。

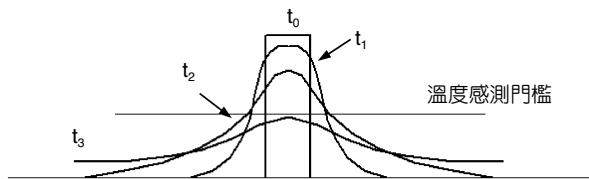


圖 7.75

熱脈衝溫度分布與時間關係圖。

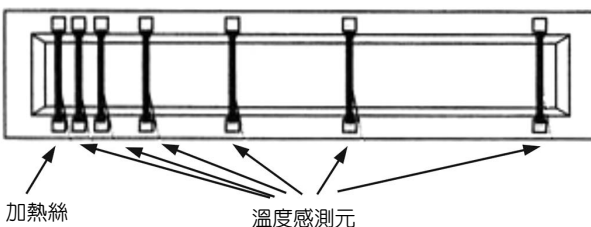


圖 7.76

多線式熱脈衝型流量計。

熱脈衝型流量計雖然有數位式感測器的優點，但也由於多個訊號的同時監控或輪流監控，造成時序控制邏輯電路的設計不易。另外，靜止流場與流場方向的判定都是熱脈衝型流量計設計的困難。

綜合以上各種熱式流量計的原理與設計分析可知，熱式流量計種類繁多，針對不同的使用需求，可採用不同類型量測原理或集合各種原理於同一設計內。而至於類比式熱式流量計的電路設計方面，一般設計經驗發現，定溫式操作模式相較於定電源式的操作模式擁有較佳的頻率響應。

7.3.2 非熱式流量感測器

熱式微型流量感測器雖然已有很成熟的商品產出，然而在某些特殊流場，熱式流量計並不適用。尤其與生物相關之流體，由於熱的產生會破壞生物流體的生化特性，因此熱式微型流量感測器並不適用。針對不同的需求，有多種非熱式流量感測器已被發展出來。相同於熱式微型流量計，多數的非熱式微型流量感測器的設計也都是源自傳統大尺度流量計之感測原理，以下僅就具代表性的設計做簡略介紹。

(1) 流阻式微型流量計

圖 7.77 為 Gass 等人所設計的流阻式微型液體流量計⁽⁷⁴⁾，利用流體對懸臂樑 (cantilever) 的阻力 (drag force) 造成懸臂樑彎曲，再經由壓阻式應變計 (piezo resistor strain gauge) 的量測，可得到對應的流量值。

圖 7.78 則是 Ozaki 等人所設計的昆蟲毛髮風速計，量測原理近似於昆蟲的毛髮，利用人造毛髮因氣體流過而施力於毛髮的支撐基座，同樣經由應變計的量測，可以測出風的速度與方向⁽⁷⁵⁾。

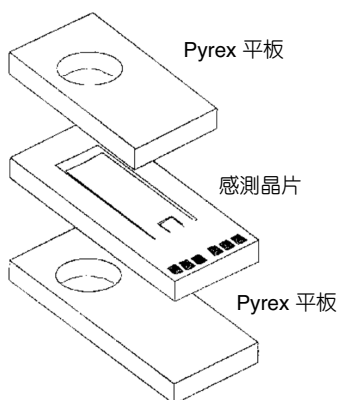
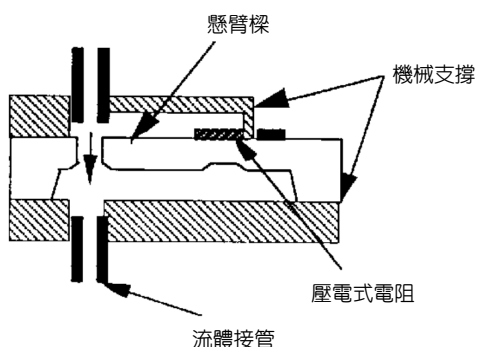


圖 7.77
流阻式微型液體
流量計⁽⁷⁴⁾。

(2) 壓力式微型流量計

流場的壓力分布和流速有著對應的關係，因此利用壓力的量測而反推流速或流量的研究與設備也非常多。圖 7.79 為 Nishimoto 等人所設計的孔口板式 (orifice) 微型流量計⁽⁷⁶⁾，當流體流過孔口板時，流體因突張而有一極劇的壓力下降，孔口板的膜片 (diaphragm) 因上下游的壓力差而變形。最後再經由壓阻式應變計量測膜片的形變，可量出對應的流量。

皮托管 (Pitot tube) 為大尺度流場常用的簡易型流速計，利用全壓 (total pressure) 和靜壓 (static pressure) 的量測，可推算出流體的流速。圖 7.80 為 Berberig 等人所設計의皮托管式微型流量計。流體由晶片的側方流入，形成全壓推動晶片下方的膜片⁽⁷⁷⁾。晶片的外側則受到流體靜壓的推擠，膜片最後會因流體動壓 ($\rho V^2/2$) 與膜片形變阻力的平衡而達到一個力平衡點。最後經由電容式感測電極量測膜片位移量，則電容值與流速可得到一關係式，因此可做為流速量測。

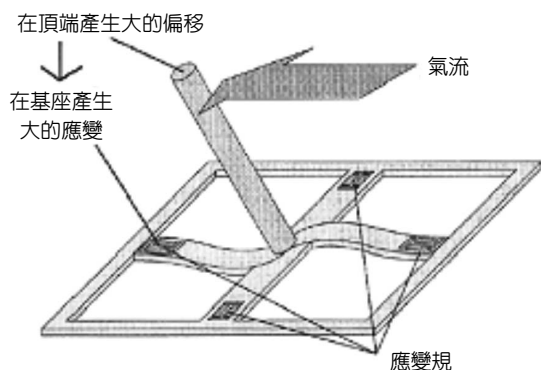


圖 7.78 昆蟲毛髮風速計⁽⁷⁵⁾。

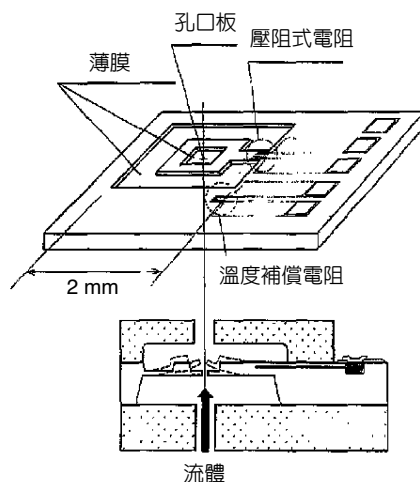


圖 7.79 孔口板式微型流量計⁽⁷⁶⁾。

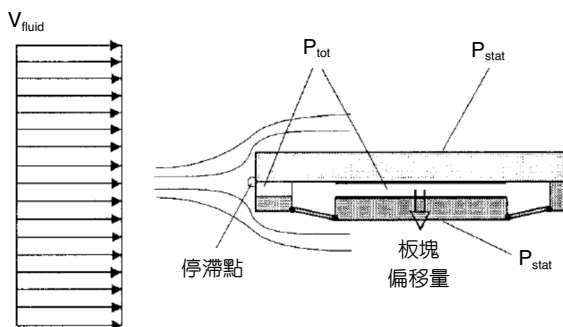
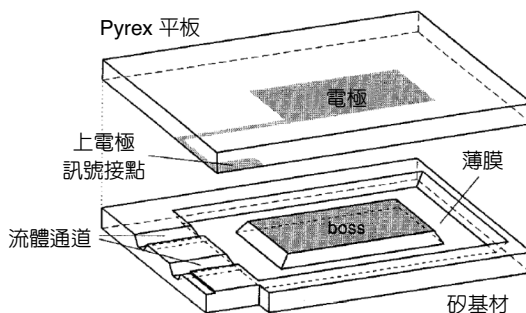


圖 7.80 皮托管式微型流量計⁽⁷⁷⁾。



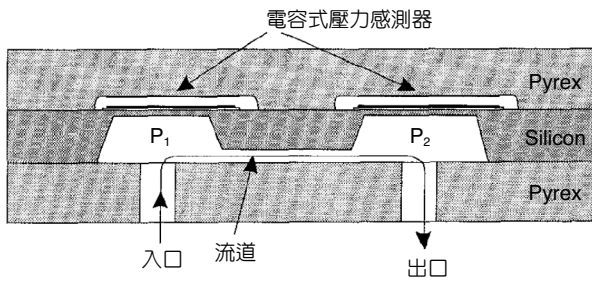


圖 7.81
壓差式微型流量感測器⁽⁷⁸⁾。

另外，流體的流動必定伴隨著壓力梯度的發生，因此經由流道中壓力差的量測，則可量出流量。圖 7.81 為 Oosterbroek 等人所設計的壓差式微型流量感測器，而其壓力的量測則是採用電容式壓力計⁽⁷⁸⁾。

(3) 流體振盪式微型流量計

渦流流量計 (vortex flow meter) 與射流流量計 (fluidic flow meter) 都是大尺度流場常見的流量計，利用流道結構的設計，造成渦流 (vortex) 或振動流場 (oscillating flow)。而渦流散逸 (vortex shedding) 或射流振動 (fluidic oscillation) 的頻率又正比於流體的速度，因此只要能夠設計高頻率響應的感測單元與適當的流道，則可設計流體振盪式微型流量計，圖 7.82 為 Lee 等人設計的微型射流流量計⁽⁷⁹⁾。

(4) 微型雷射都卜勒流速儀

一般流速計或流量計都是屬於侵入型的量測方式，雖然感測元件可經由微機電技術微

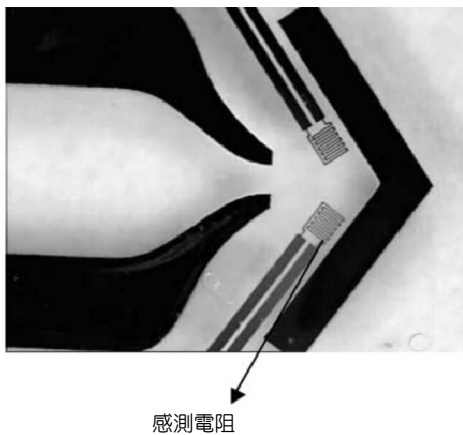


圖 7.82 微型射流流量計⁽⁷⁹⁾。

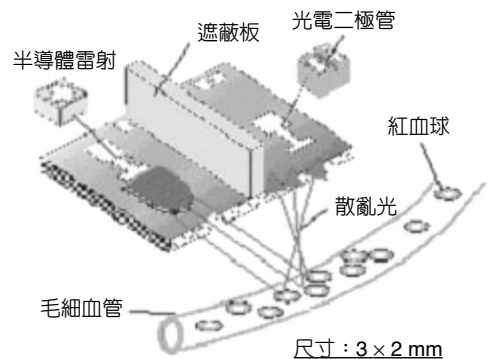


圖 7.83 NTT 公司所開發的微型都卜勒血流計。

小化，減少對流場的影響，然而對流場特性依然有一定的改變。雷射都卜勒流速儀 (laser Doppler velocimeter) 為一種光學式量測系統，利用都卜勒頻移 (Doppler shift) 的原理量測流場中局部點的流速，為一種非侵入型的量測，在大尺度的流場量測中經常被採用。隨著光學微機電 (optical MEMS) 技術的成熟，已有微型雷射都卜勒流速儀產出，圖 7.83 為日本 NTT 所開發出來的微型雷射都卜勒血流流速儀。

7.4 聲音傳感器

本節將介紹以微機電技術製作之聲音傳感器，包含麥克風及揚聲器。其中麥克風主要是作為將聲音轉變為電子訊號之轉換器，而揚聲器則是將電子訊號轉變成聲音之轉換器。如果紀錄之聲音在播放時要接近原音，麥克風之頻寬及動態響應範圍必須接近人耳。一般而言，麥克風主要可分為電動式、碳粉式、壓電式 (piezoelectric) 及電容式 (靜電式) 四種，其中又以電容式 (capacitive) 為大宗。主要原因為電容式有較高的靈敏度、較低的自生雜訊 (self-noise) 及較低的失真 (distortion)。而電容式麥克風依其極化電壓 (polarization voltage) 方式又可分為二類，一類稱為凝縮式 (condenser) 麥克風，需要外加電源；另一類則稱為駐極體式 (electret) 麥克風，內部具有駐極體物質 (特殊高分子材料，無法耐高溫) 可提供永久的極化電壓。

目前麥克風的市場需求非常大，據估計單是電話手機中所使用的麥克風，每年就有至少 4000 萬個以上的需求。但是以傳統方式所製造的麥克風，一般而言，體積較大，忍受惡劣環境能力較差，無法忍受較大音壓，且產品品質控制不易，故雖然具有價格低廉、發展歷史悠久、技術層次較低等優點，但對於較特殊的工作環境及系統整合要求度較高時皆無法使用。而一般較高級的麥克風，則由於製造程序繁雜、成本過於昂貴，亦無法滿足業界的的要求。

目前國內麥克風製作廠商頗多，但多屬傳統產業，主要以製造駐極體式麥克風為主，主要應用對象為一般消費性電子產品，如電話手機、錄音機等。價格方面亦以價廉為主要訴求，品質穩定性也不錯。國外的麥克風大廠則多以製造高價麥克風為主，單價可至新台幣萬元以上，主要用在錄音室、儀器等要求高品質的輸入場合。另外，由於助聽器等市場商機潛力大，歐美麥克風大廠亦多兼作助聽器。由於助聽器系統整合要求度高，且在市場趨勢 (輕薄短小) 要求下，各部零件亦相對地希望能微小化及提升品質。理論上，麥克風亦是越小越好，可避免高頻失真。

7.4.1 相關聲學簡介

聲音是一種波，其運動方程式與電磁波類似，在彈性介質中傳播時，會產生壓力、應力、粒子位移及速度的改變。在無任何擾動的情形下，介質維持一定的靜壓力，當有一聲

源產生聲音時，振動透過介質粒子開始傳播，介質粒子在空間中會形成疏密不同的現象，此時空間中的每一點，不再維持原來的壓力，而產生微小的壓力變化。此種改變除了可經由動物的器官 (如耳朵)，亦可經由人造的感測器 (如麥克風) 探知。人耳所能感知的音波其頻率約在 20 Hz 至 20 kHz 之間，即所謂的聲音，頻率超過此範圍的音波稱為超音波。在非黏性流體中 (如空氣) 傳播時，聲波通常以縱波 (longitudinal wave) 方式傳播，即音波行進的方向與空氣粒子的振動方向平行，若在固體中傳播則會出現橫波 (transverse wave)。聲壓 (acoustic pressure) 事實上代表著是在一大氣壓上相當小的動態壓力變化，一般從 10^{-5} –200 Pa，而一大氣壓靜態壓力為 10^5 Pa。與一大氣壓相比，聲壓大小可能相差到 10 個數量級，故麥克風可以視作一非常低壓之壓力感測器。

如欲製造聲音傳播，在氣體中可藉由一振動表面 (如揚聲器之隔膜) 產生聲音的傳播，此時在振動表面附近的空氣分子將以同一頻率振動，此也導致空氣的壓縮舒張而產生疏密波，而此聲音的傳播在數學上可以波動方程式 (wave equation) 表示。事實上，振動表面的運動方式也是同樣的方式，一般在聲音中波動方程式為

$$\nabla^2 P - \frac{1}{c} \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} = 0 \quad (7.69)$$

其中 c 表示聲速，在 20 °C 約為 330 m/s，當有干擾存在時，其作用可表示為

$$\begin{aligned} P &= P_0 + P_N \\ \rho &= \rho_0 + \rho_N \\ v &= v_0 + v_N \end{aligned} \quad (7.70)$$

其中 P_0 、 ρ_0 、 v_0 為周遭狀態的壓力、密度及速度，而 P_N 、 ρ_N 及 v_N 分別代表干擾對整體的壓力、密度及速度所造成變異，通常周遭狀態的值遠大於上述干擾值。

7.4.2 量測規格簡介

為了解決大小差異過大問題及配合人類耳朵感受特性，一般將聲壓以相對的物理量音壓位準 (sound pressure level, SPL) 定義。其定義為

$$\text{SPL} = L_p = 20 \log \frac{P_{\text{rms}}}{P_{\text{ref}}} \quad (\text{單位：dB}) \quad (7.71)$$

其中 P_{rms} 為微小的壓力變化的均方根值，在空氣傳播的參考值為 $P_{\text{ref}} = 2 \times 10^{-5}$ Pa (此值為人聽力極限)。因為聲音通常包括不同頻率的波，而非一完美的正弦波形，故使用均方根值來

表 7.12 一般常見聲音來源的音壓位準大小。

SPL (dB)	聲音來源
140	距離二公尺外的噴射引擎 (jet engine at 2 m distance)
130	苦痛極限 (threshold of pain)
100	氣動錘產生之超音波 (pneumatic hammer or ultrasonic emission of a bat)
90	工廠噪音 (noise factory)
80	吸塵器 (vacuum cleaner)
70	繁忙交通 (busy traffic)
60	兩人對談 (two-person conversation)
40	夜間住宅區 (residential area at night)
20	葉子沙沙飄動聲 (rustling leaves)
0	患有嚴重聽力問題人員之聽力門檻 (hearing threshold of person with acute hearing)

描述其振幅。一般常見聲音來源的音壓位準大小如表 7.12 所列。

一般而言，靈敏度、頻率響應範圍、自生雜訊、訊雜比 (signal to noise ratio, S/N)、操作最大音壓和方向性是評鑑麥克風性能的幾個重要指標。

(1) 靈敏度

靈敏度 (M) 為感測器對所要感測的物理量敏感的程度，對麥克風而言，靈敏度單位為 mV/Pa，表示在受到 1 Pa 音壓時所能產生之電壓訊號輸出。

$$M = \frac{U}{P} \quad (7.72)$$

其中 U 表示輸出電壓， P 為輸入聲壓。

(2) 線性響應頻率

在某一頻率範圍內，理想麥克風的頻率響應為線性，線性響應的低頻限與高頻限間為麥克風適合操作的頻域，超出此頻域後，麥克風的輸出會有失真 (distortion) 的現象。對麥克風而言，其響應範圍低頻限通常由電路特性所主導，而高頻限則通常由機械特性所控制。一般高頻上限通常定義為當音壓位準產生超過 3% 的諧波失真 (harmonic distortion)。諧波失真係機械或電機上的非線性，通常是弦波輸入及相互調變 (intermodulation) 所造成。

(3) 自生雜訊及等效雜訊位準

即使在絕對安靜的環境中，聲音感測器也會產生輸出，此即自生雜訊 (self-noise)。此雜訊來自電阻等熱振動及前級放大器等內部干擾。一般而言，前級放大器雜訊為主要自生雜訊來源。如果要偵測一聲音源，則其能量必須大於背景的自生雜訊能量，此時通常以等效雜訊位準 (equivalent noise level, ENL) 來表示此種能量。

$$\text{ENL} = 20 \log \left(\frac{U_{\text{noise}}}{MP_{\text{ref}}} \right) \quad (7.73)$$

其中 U_{noise} 是麥克風及前級放大器之雜訊輸出， M 是麥克風靈敏度，而 $P_{\text{ref}} = 20 \mu\text{Pa}$ 。一般低頻下限通常由等效雜訊位準來決定，上限則決定於非線性失真。

(4) 訊雜比

由於整合 IC 製程麥克風 (如壓電或電容式) 都是高輸出阻抗，需要一匹配的前級放大器，才能得到低阻抗的輸出。但是前級放大器也會產生雜訊，若是訊雜比太小則雜訊亦隨著放大器而放大，即使得到很大的訊號輸出亦無價值，故感測器設計應儘量使其能有高訊雜比。一般雜訊來自熱擾動 (thermal agitation) 及前級放大器，其中放大器的雜訊通常較大，尤其在 1 kHz 頻率以下時。只有當聲音的訊號大於等效雜訊位準時才能被偵測到，訊雜比則定義為

$$\text{S/N} = 20 \log \left[\frac{U(1 \text{ kHz}, 94 \text{ dB})}{U_{\text{noise}}} \right] \quad (7.74)$$

單位為 dB，其中 $U(1 \text{ kHz}, 94 \text{ dB})$ 是麥克風在頻率 $f=1 \text{ kHz}$ 、音壓位準 $L_p = 94 \text{ dB}$ 之平面諧波 (harmonic plane wave) 作用下所產生之輸出電壓。

(5) 操作最大音壓

麥克風的薄膜受到太大音壓之後，會使材料的應力與應變關係進入非線性範圍，因此會發生非線性響應。超出最大壓力後，甚至會破壞麥克風薄膜，使麥克風失效。

(6) 方向性

因聲波有反射和繞射等現象，麥克風對不同入射角度的聲波響應程度有所不同，此特性不僅與麥克風的型式有關，麥克風封裝的外形也會對方向性有影響。理想中的麥克風封裝大小必須小於聲波波長 (最好小於波長的十分之一)，如圖 7.84 所示，則麥克風的輸出較不受音源方向的影響。

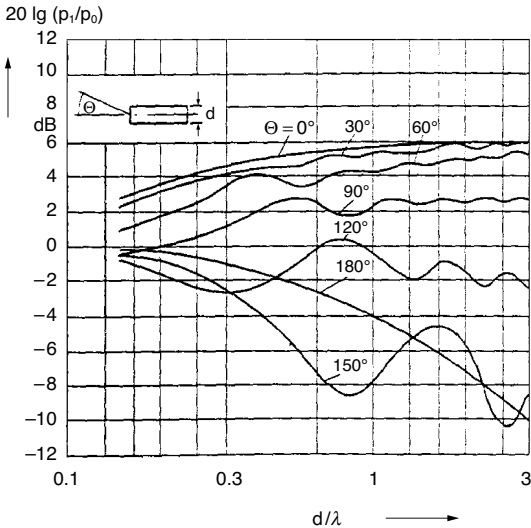


圖 7.84 麥克風的輸出與封裝大小及音源方向的關係。

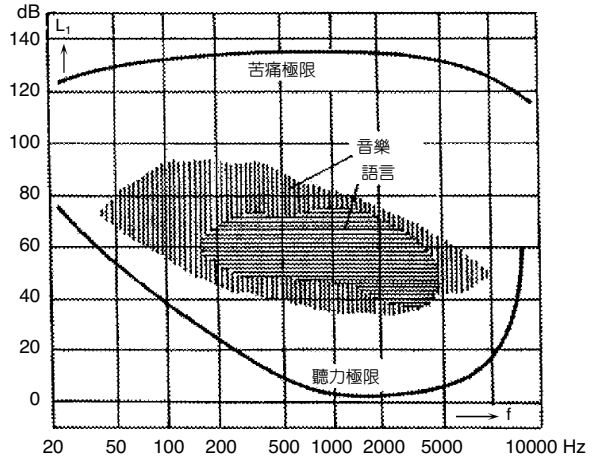


圖 7.85 人類聽覺區。

根據上述的評鑑指標，一般助聽器的規格為：大於 10–15 mV/Pa 的靈敏度，最大可量測之聲壓在 105 dB，同時可容許之失真為 0.5%，線性響應範圍為 100 Hz–10 kHz，必須維持在 3 dB 變異範圍內，等效雜訊位準不可超過 22 dB(A)。

7.4.3 人類聽覺的生理特性

人類聽覺依聲源的頻率及大小會有不同的反應，一項根據實地量測的結果發現，人類可聽到的聲壓程度可描述如圖 7.85 所示，其中下曲線為人類聽力的極限值 (threshold of audibility)，亦即人類無法聽見在此之下的聲壓。由圖中可知，此極限值依頻率不同會有極大不同，人的聽力範圍可從 20 Hz 到 20 kHz。當聲音是幾 kHz 時，人耳是最敏感的，而聲音在此範圍之外時，靈敏度逐漸下降。除此之外，聲壓太大亦會造成人體生理上不舒服，通常造成此種不舒服聲壓的最小值稱為「苦痛極限 (threshold of pain)」，而通常我們說話及音樂的範圍便是落在此一極限值之內，另外可從圖上發現音樂的頻率及大小範圍皆比言語的範圍要大。

7.4.4 微機電麥克風優勢與問題

以微機電技術來製造麥克風此種廉價且成熟的產品，其主要誘因可歸納如下：

- (1) 體積比傳統麥克風更小，符合麥克風體積越小效能越佳的特性，且製造過程中的材料及所需能源甚至廢料皆可大為減少。
- (2) 由於採用微細加工批次 (batch) 生產，製程上差異不大，卻能改善產品之精度及可重複性。
- (3) 可提供較佳之成本／性能比，尤其在高價產品 (如助聽器) 最為明顯。
- (4) 由於產品體積較小，操作時所消耗之能源也相對減少。
- (5) 矽具有幾乎完美的機械性質，且由於採用與 IC 製程類似之微機電製程，麥克風將可與放大電路等整合，此亦是其最吸引人的好處之一。此整合預期將可減少寄生效應，因而減少雜訊、改善性能，進而降低成本。
- (6) 另一項由微細加工批次生產帶來的好處是很容易做成陣列 (array) 型式，除了可以提供備份 (redundancy) 之用，未來可提供作為改善空間解析度 (spatial resolution) 之用。
- (7) 由於微機電技術可以同時製作許多不同感測器與致動器，有利於未來整合成模組。
- (8) 由於微機電技術新穎性及日新月異，預期未來新型式的聲音感測器將不斷出現 (後面章節將介紹美國 DARPA 支持的相關研究進展)。

微機電麥克風的特性及可能應用如表 7.13 所列，由此表可知微機電製作的麥克風應是未來麥克風發展的主流。故以微機電技術製作的整合式麥克風，已成為歐美各大廠努力的目標⁽⁸²⁻⁸⁵⁾。

表 7.13 微機電麥克風特性及可能應用。

特性	微聲頻元件
可微小化	做成耳內型收發元件 (如免持聽筒收發話器) 及助聽器
可陣列化	平面陣列化、用於虛擬實境 (VR) 多媒體、電腦聽覺及免持聽筒
相位控制較佳	聲音辨識 (voice recognition)、主動雜訊控制 (active noise control)
可整合放大控制電路	低雜訊且訊號輸出較大，低阻抗 (low impedance)，可直接與微控制器或 DSP 聯繫

如圖 7.86 所示，當物品依比例縮小時，所感受的主要影響外力將跟著改變。例如將人類依比例縮小至毫米等級，則原先主要感受的慣性力 (即為圖上所示之體積力) 將不再重要，此時面積力 (如表面張力) 將主導一切，這也是有些昆蟲為何可在水上行走之原因。所以一般我們在巨觀世界所熟習之經驗，在微觀世界並不見得適用。除此之外，感測器與致動器縮小過程帶來的問題包括了：(1) 如何與巨觀世界的實物系統連接；(2) 因為體積縮小相對輸出也跟著縮小 (但是雜訊卻一樣)，如何提高微小後之感測器靈敏度，將成為設計時的重要挑戰；(3) 以往忽略之分子力 (如布朗運動) 及光子皆可能造成影響。

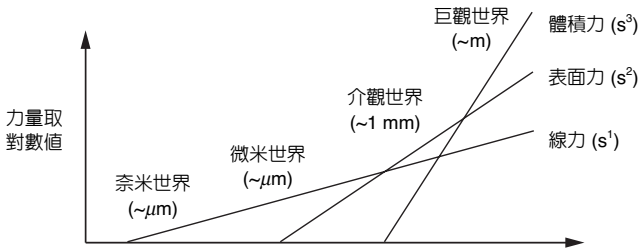


圖 7.86 比例縮小與主要影響外力。

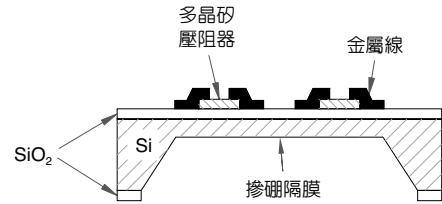


圖 7.87 壓阻式麥克風。

7.4.5 微機電麥克風

目前微機電麥克風多是根據傳統麥克風製造原理加以改良縮小，但是也有嶄新構想出現。如以偵測原理區分，其中主要有電容式、壓電式、壓阻式及光學式等。如以製作方式區分，電容式麥克風可區分為單一晶片或兩個晶片接合方式，而光學式麥克風則採用兩個晶片接合⁽⁸⁶⁾，至於壓電式及壓阻式則採用單一晶片製作。

7.4.5.1 壓阻式麥克風

早期電話中多採用石墨填充之麥克風，當隔膜受到聲壓影響時，石墨密度隨之改變 (阻抗改變) 而使得輸出隨之改變，這是最早的壓阻式產品。此種方式雖然易於製造，但是呈現高度非線性，且等效雜訊位準相當大，已逐漸被淘汰。

依原理而言，麥克風亦可以視作極低壓壓力感測器。而微機電技術第一個成功量產的商品就是壓阻式微壓力感測器，故亦有人嘗試將此經驗用來製造麥克風⁽⁸⁷⁻⁸⁹⁾。如圖 7.87 所示，係由 Schellin 等人於 1992 年利用多晶矽及體型微加工方式所完成。其大小為 $1 \times 1 \text{ mm}^2 \times 1 \text{ mm}$ ，靈敏度為 $25 \text{ } \mu\text{V}/\text{Pa}$ ，可操作頻率於 $100 \text{ Hz} - 5 \text{ kHz}$ ，等效雜訊位準為 60 dB ⁽⁸⁷⁾。其最大優點為製作簡單且輸出為低阻抗，但輸出低、雜訊大，如要提高輸出則需耗費相當能源。因其效能距離實用還有一大段距離，故目前較少人採用此方式研發。

7.4.5.2 壓電式麥克風

壓電式麥克風的歷史也相當悠久，其原理是使用傳導機構將隔膜上之振動傳導至壓電板上，如圖 7.88 所示，另外也可以利用壓電高分子材料同時作為隔膜及壓電轉換材料。所謂壓電性是利用某些材料在受到應力情況下，會產生電極化 (polarization) 現象而提供電荷。此現象反之亦然，故壓電材料一般亦稱作智慧型材料，因其可同時作為感測器及致動器使用。壓電式麥克風最大缺點為等效雜訊位準相當高 (比電容式麥克風)，且通常必須搭配前級放大器，以減少等效雜訊位準及輸出阻抗。

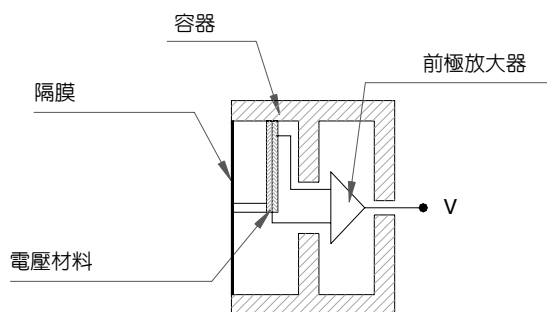


圖 7.88 傳統典型之壓電式麥克風。

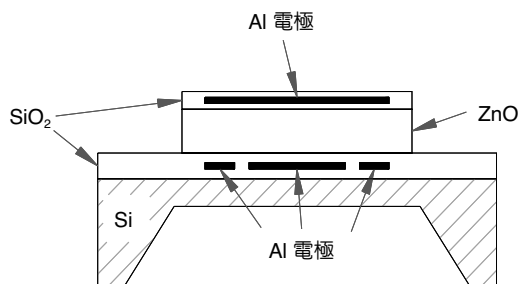


圖 7.89 氧化鋅麥克風。

最早期的微機電麥克風即是使用壓電材料製成。如圖 7.89 所示，1983 年 Royer 等人利用 $3\text{ }\mu\text{m}$ 厚氧化鋅 (ZnO) 在直徑 3 mm 、厚 $30\text{ }\mu\text{m}$ 的隔膜上製出第一個微機電麥克風，其零敏度為 0.25 mV/Pa ，操作頻率可達 10 kHz ，但是等效雜訊位準高達 $66\text{ dB}^{(90)}$ 。一般微機電壓電式麥克風只需單一晶片即可，製作較簡單。壓電式與電容式麥克風之比較如表 7.14 所列⁽⁹⁰⁻⁹⁵⁾。

目前由於壓電材料的優良特性，有研究人員嘗試用結構方式來提高靈敏度，同時製作麥克風及揚聲器。Kim 等人首先利用懸臂樑方式大幅提高麥克風靈敏度，隨後其改用壓電高分子材料 parylene 來製作，可以大幅降低隔膜應力而增加靈敏度，如圖 7.90 所示。表 7.15 所列為各式微機電製作之壓電式麥克風比較表。當然此種方式亦可用來製作揚聲器，如圖 7.91(a) 所示，其頻率響應則如圖 7.91(b) 所示。

7.4.5.3 電容式麥克風

電容式麥克風乃是利用平行電容板作為感測本體，其中一平行板即為感測隔膜，而另一隔膜 (通常稱為背板 (backplate)) 通常固定住，當聲壓影響隔膜時，其輸出電容隨之改變。在背板及其支撐物上所留之孔洞將提供一洩氣道，以避免隔膜兩面形成靜態壓力，造成隔膜承受過大壓力而破掉，此孔洞也決定了麥克風高頻響應之衰減型態。除此，在背板下方通常預留背室 (backchamber)，以形成 Helmholtz 共振腔，此共振腔可以用來調整聲音

表 7.14 壓電式與電容式麥克風比較表。

	壓電式麥克風	電容式麥克風
靈敏度 (Sensitivity)	較低	佳
極化電壓 (Polarization voltage)	不需要	需要
動態範圍 (Dynamic range)	寬	較窄
製作方式 (Fabrication)	簡單	較複雜

表 7.15 矽壓電式聲音傳感器。

壓電材料 厚度 (μm)	ZnO 0.3	ZnO 0.3	ZnO 0.5	ZnO 0.5	ZnO 0.4	ZnO 0.3	AlN 0.18	Polymer 2.5
隔膜厚度 (μm)	Si_3N_4 2	Si_3N_4 1.4	Si_3N_4 2	Si_3N_4 1.7	Si_3N_4 0.8	Si_3N_4 1	Si 1	Si_3N_4 0.2
靈敏度 (mV/Pa)	0.5	0.8	1	0.92	1	30	0.025	0.15
EQNL (dB(A) SPL)			50	57		75–100		60
訊雜比	5 : 1		15 at 0.1 Pa					
設計者	Kim 1987	Kim 1989	Kim 1991	Ried & Kim 1993	Yan&Kim 1996	Lee&Ried 1996	Kuhmel 1991	Schellin 1995

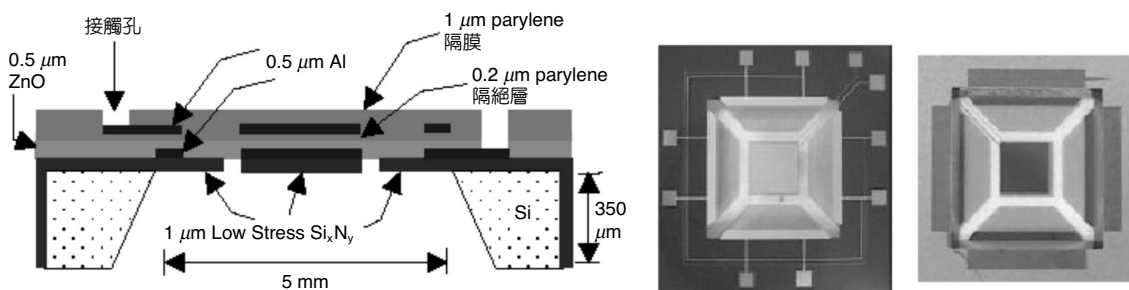


圖 7.90 Parylene 麥克風。

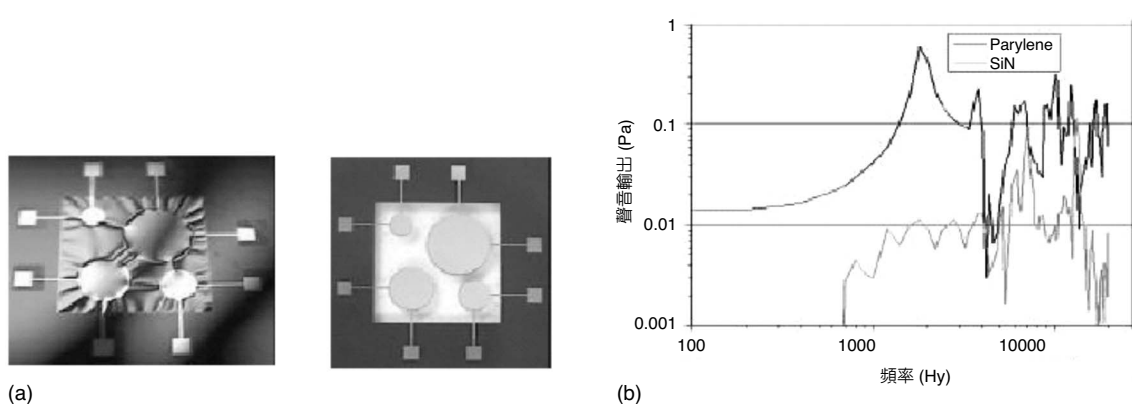


圖 7.91 (a) parylene 揚聲器。(b) parylene 揚聲器輸出。

阻抗及頻率響應。此種方式可以提供相當高的靈敏度、較低的雜訊、相當平的頻率響應、低失真，且對於環境影響較不敏感。

為了求取其電容值 C ，我們必須提供其電荷量 Q_0 ，然後量測所導致的電壓 $U = Q_0/C$ 。依照電荷提供的方式，電容式麥克風又可分為凝縮式 (condenser) 及駐極體式 (electret) 兩種。凝縮式麥克風的極化電壓是利用外接之電壓源加上一電阻提供，此電阻通常不會太小，以提供較大的時間常數。駐極體式麥克風的極化電壓則是由內部具有永久性電荷之材料層所提供，此種材料稱為駐極體材料。目前電容式麥克風可說是微細加工之麥克風中最成功的產品。

(1) 凝縮式麥克風

傳統式之凝縮式麥克風利用平行電容板原理，一般電容值約為 $3-300 \text{ pF}$ ，而其搭配之電路則可以如圖 7.92 所示，其中為了增加量測之相對電容差異 (以增加靈敏度)，必須減少寄生電容。故通常必須將麥克風及前級放大器之寄生電容儘量減小，最好方式就是將麥克風與前級放大器製作於單一晶片上。另外由於麥克風屬於高阻抗輸出，通常利用前級放大器作為阻抗轉換器。

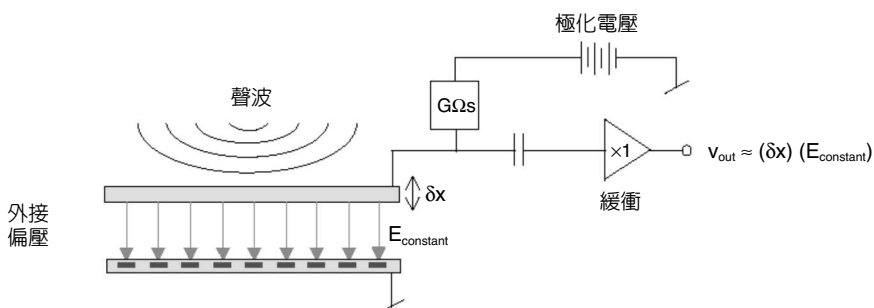


圖 7.92 凝縮式麥克風及其搭配電路。

電容式麥克風通常以經由一大電阻外接電壓源提供電荷，此大電阻對於量測訊號頻率而言，可以提供大時間常數。理論上，電容式麥克風中間空隙 (為空氣) 越小，則電容及因聲壓產生之電容改變量越大。但是這不表示越小的間隙會產生越大的靈敏度，中間空隙的空氣以及背板上通往背室的開孔決定了黏滯阻尼 (viscous damping)，而黏滯阻尼決定麥克風的動態反應，尤其是高頻響應。可以先選定中間空隙厚度以決定最佳靈敏度，接著開孔密度及大小可用來控制阻尼及共振的頻率響應。傳統作為助聽器之麥克風通常僅開五個孔，但以微加工製作麥克風可以輕易製作出數千個開孔，此有助於調控阻尼。

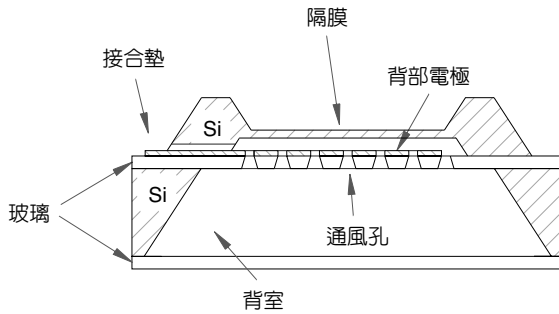


圖 7.93

微細加工凝縮式麥克風。

大部分以微機電技術製作之麥克風採用凝縮式原理，因其靈敏度較高、雜訊低，且不需如駐極體式使用特殊材料⁽⁹⁶⁻¹¹¹⁾。早期使用微細加工方式製作之凝縮式麥克風皆使用兩片晶片，其中一片用來製作隔膜，另一片則用來製作背板，再以鍵合方式接合起來。由於中間空隙大為縮小，其流體流動抗力將遠比傳統式為大，可藉著開孔密度及大小來調整其抗力。圖 7.93 所示為 Bergqvist 等人於 1990 年發表的凝縮式麥克風，其大小為 $2 \times 2 \text{ mm}^2 \times 5 - 8 \text{ }\mu\text{m}$ ，靈敏度可達 1.4 mV/Pa 、操作頻率可達 16 kHz 、等效雜訊位準只有 31.5 dB ，其電容約為 3.5 pF ⁽⁹⁶⁾。

由於微細加工可以提供非常小之間隙，所以比起傳統式麥克風電容值會較高，因此也造成搭配之前級放大器雜訊非常低，相對寄生電容效應亦較低，但是此小間隙也使其易受灰塵等影響。

已宣布進行量產的商業化產品當中首推 Emkay (Knowles)⁽¹⁰⁹⁾，他們已研發超過十年，主要針對助聽器市場，助聽器之電池可以在 1.3 V 下操作。目前發表的商品資訊並不多，其外表如圖 7.94(a) 所示，而其頻率響應如圖 7.94(b) 所示。Emkay 表示其大小比傳統式小 75% (麥克風大小 $2 \times 2 \text{ mm}$ ，其中隔膜直徑為 0.8 mm)，其結構為波狀圓形隔膜，其中心被固定

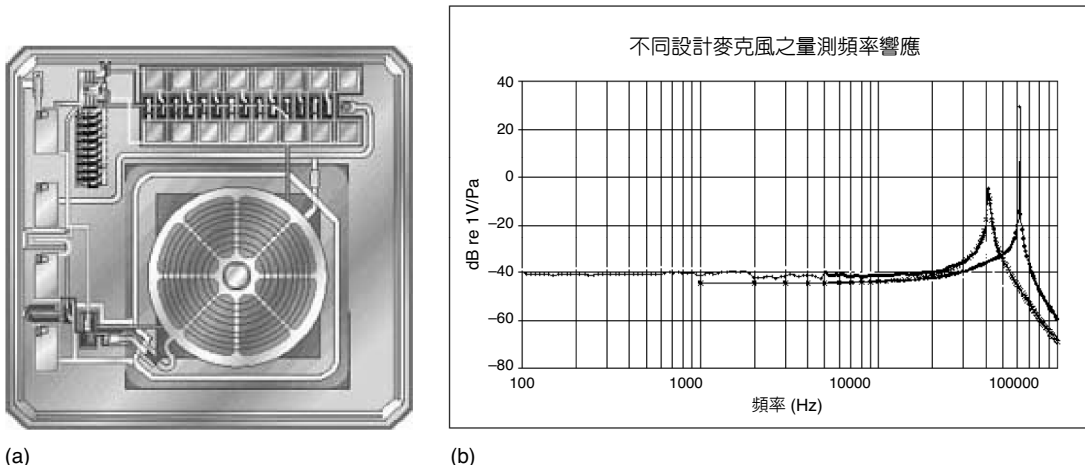


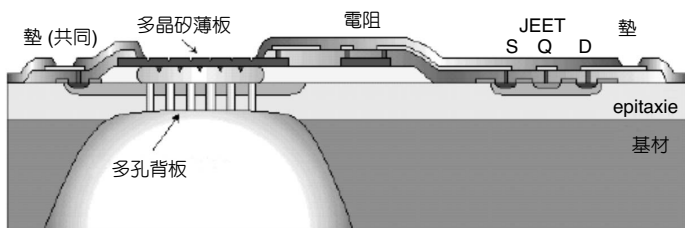
圖 7.94 (a) Emkay 凝縮式麥克風，(b) 其頻率響應。

靠著外圍變形，藉此可提供高靈敏度。採用面型微加工製作中間間隙，從 $1\ \mu\text{m}$ 到 $4\ \mu\text{m}$ 。其製程方面與 IME (新加坡研究機構) 合作，製程整合包含標準低電壓 CMOS 製程，犧牲層材料為鋁，最後再以體型微加工製作背室。目前性能方面 1 kHz 的靈敏度可達 10 mV/Pa，操作頻率從 100 Hz 到 50 kHz，等雜訊位準 35 dB。

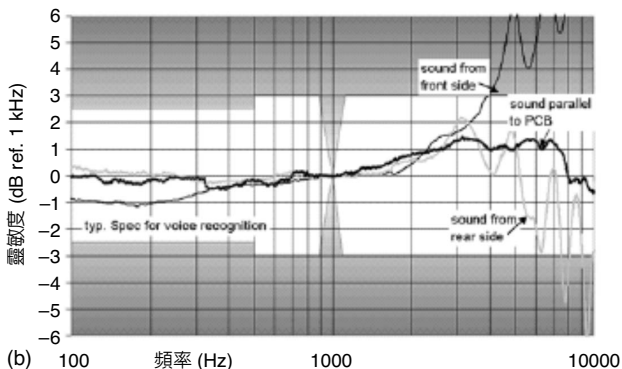
另一個值得一提的是 Infineon^(110,111) 所發展的麥克風，雖然還未進行量產，但是他們所進行發展的目標乃是針對一般通信市場如手機，而非其他廠商所研發的助聽器用麥克風，故價格是重要考慮因素。他們採用 CMOS 製程製作出單晶片型式之麥克風及放大電路，此種方式可以保證厚度變化小且品質高，隨後再以體型微加工方式製作出背室結構，如圖 7.95(a) 所示，此麥克風之聲音係從感測器背後進入，整體上配合封裝 (SMD 方式)，此種方式應可達到低成本之要求。圖 7.95(b) 所示為其量測結果，已可滿足一般手機需求。在 300 Hz 及 1 kHz 之間，頻率響應最大的差別為 $\pm 2.5\ \text{dB}$ 。

(2) 駐極體式麥克風

駐極體材料是指一種可以永久維持電極化的介電材料，其具有永久性電偶極 (dipole) 排列。目前駐極體材料除了使用於聲音轉換器，亦使用於影印機等用途。傳統麥克風之永久儲存電荷可以提供相當於數百伏特之電壓，遠大於一般電容式麥克風所需之 10–20 V 電壓。當在一面平行板加上電極後，介電材料中所捕捉之電荷將可提供靜電場，如圖 7.96 所示。傳統上使用的駐極體材料為稱為鐵氟龍 (Teflon) 的 PTFE 或 FEP，屬於聚合物薄膜，鐵氟龍具有良好長期穩定性，但對溫度之抵抗力相當差。然而此種有機駐極體式材料仍為駐



(a)



(b)

圖 7.95

(a) Infineon 凝縮式麥克風。(b) 其頻率響應。

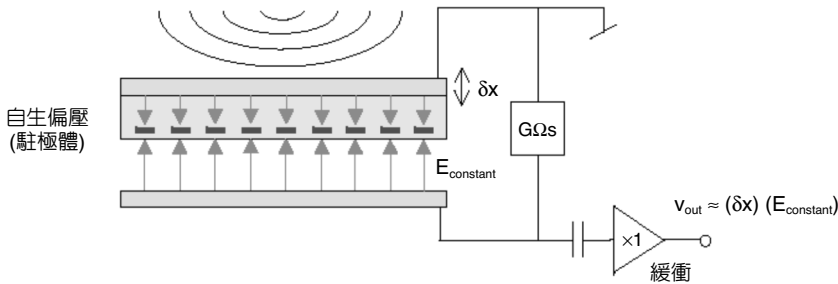


圖 7.96

駐極體式麥克風及其
搭配電路。

極體式麥克風主流，主要因為無機材料無法提供良好長期穩定性。在一般使用環境中，電荷衰減時間常數約在 100 年左右，但如在 99% 的濕度和 70 °C 溫度環境中，時間常數迅速降至 1 年左右。一般傳統商業駐極體式麥克風之開路靈敏度 ($S_{o.c.}$) 約為 5–20 mV/Pa。

對以矽基材製作之微加工駐極體式麥克風而言，亦有無機及有機駐極體材料兩種研發路線⁽¹¹²⁻¹¹⁷⁾。無機材料通常使用 SiO_2 或 Si_3N_4 等薄膜材料，此種方式最大好處為與一般 IC 製程相容，可忍受高溫，具有良好之電機及機械特性，但長期穩定性尚待驗證，目前尚未有可商業化的產品。有機材料中最常用的當屬鐵氟龍，但是在矽基材上普遍表現出低附著性，不容易達到小於 $1\ \mu\text{m}$ 的厚度，且不容易以標準微影製程完成所需圖案，但卻具有良好的電荷儲存特性；此外如同傳統製作之鐵氟龍材料，不能忍受高溫。如前所述，由於等效之高電壓，使得其間隙不用太小（通常靜電吸引力決定其下限而電荷容量決定其上限），此也使得駐極體式麥克風較不受灰塵等影響。目前報導微機電製作之駐極體式麥克風平均之開路靈敏度 ($S_{o.c.}$) 約為 0.2–25 mV/Pa。

目前最值得一提的當屬加州理工學院戴聿昌教授所研發之微加工駐極體式麥克風⁽¹¹³⁻¹¹⁵⁾，如圖 7.97 所示。目前大小為 $8 \times 8\ \text{mm}^2$ ，性能方面靈敏度可達 45 mV/Pa，操作頻率從 100 Hz 到 10 kHz，動態範圍為 30–110 dB。其製程如圖 7.98 所示，相當簡單，主要難度在掌握鐵氟龍植入電荷之能力及隔膜應力之控制。

對於上述電容式或駐極體式麥克風而言，如果採用鍵合方式來接合兩個晶圓成為單一元件，鍵合時所需之高溫及高電壓，可能會影響所整合之 IC 電路（如造成植入原子進一步

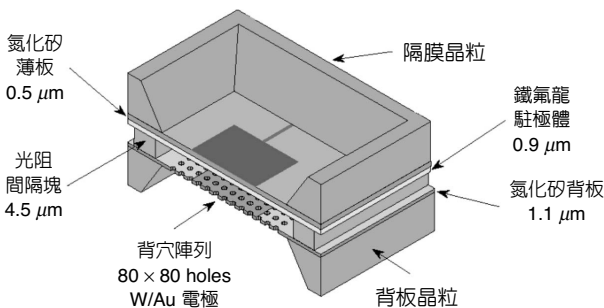


圖 7.97

加州理工學院駐極體式麥克風。

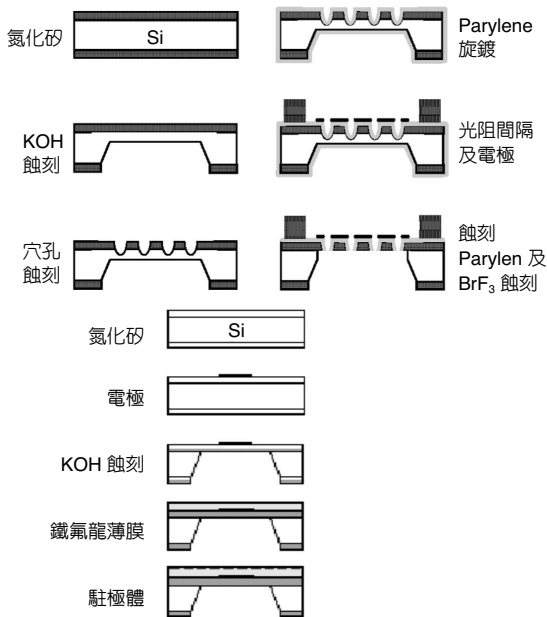


圖 7.98 加州理工學院駐極體式麥克風製程。

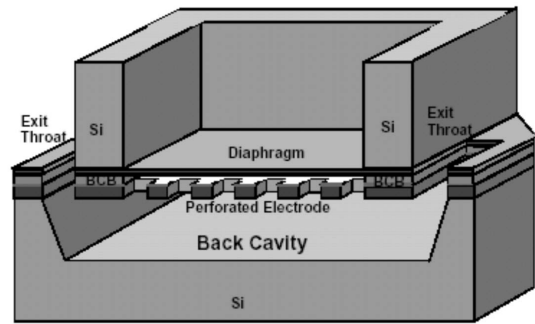


圖 7.99 BCB 低溫鍵合麥克風。

擴散) 及駐極體材料 (如將原先捕捉的電荷去除)。為此亦有密西根大學研究人員嘗試以非傳統鍵合材料 (bisbenzocyclobutene, BCB) 進行低溫鍵合⁽¹¹⁸⁾，如圖 7.99 所示。表 7.16 所列為微機電製作之電容式麥克風的比較。

7.4.5.4 光學式麥克風

以光學偵測方式來製作麥克風，除了可以提供不錯之靈敏度及低雜訊外，也可具有遙測能力。其組成包括光源、光偵測器、振動隔膜及所需之電路，原理乃是偵測因隔膜振動使得光反射所造成之干涉改變。缺點為整合不易、體積較大且消耗較多能源。目前亦有以微加工方式來微小化此種麥克風之研究。

除此之外亦可使用光波導 (waveguide) 來製作麥克風，其係偵測壓力改變所造成之折射率改變，此種方式非常強固。

7.4.6 麥克風設計考量

(1) 靈敏度

麥克風設計上首先應考慮的就是靈敏度，而電容式麥克風通常需配合前級放大器等一起設計及製作，故會造成比較上的差異⁽¹¹⁹⁾。因此通常以開路 (open circuit) 時所測得之靈敏度作為比較之標準，而開路靈敏度 ($S_{o.c.}$) 事實上代表了機械 (S_m) 及電路 (S_e) 上的靈敏度總

表 7.16 矽電容式傳聲器比較表。

隔膜／背板	空氣間隙 (μm)	靈敏度 (mV/Pa)	開路靈敏度 (mV/Pa)	EQNL (dB(A) SPL)	頻寬 (kHz)	電容 (pF)	偏壓 (V)	設計者
$\text{Si}_3\text{N}_4/\text{Si}$	2		4.3	54	2	1.4	28	Hohm 86
		3		<25	20	1.1	28	Kuhnel & Hess 92
		5.4	14.2	39	9		10	Zou 96
Si_3N_4	3		7.8	30	14	8.6	5	Scheeper 93
Mylar/Si	30	3			5			Hohm 84
駐極體	20	19	25		15			Sprenheels 88
Polyester/Si 駐極體		4—8		30	15	2		Murphy 89
Si/glass	4	1.1—10	1.4	31.5	16	3.5	16	Berquist 90
	5—7.5	2.4		38	10		20	Bourouina 92
Si	2	1.6		40	20		5	Berquist 91
Si/Au-Ni			20		7		40	Berquist 92
Si/Cu	3	1.4		43	14		28	Berquist 94
Si/Al		.075			3		2	Horwith 95
Poly Si		.065		58	20		5	Kouars 95
Mylar/steel 駐極體		12		23	8			Knowles EK3024
Polyimide	1.5		10	26	15			Twente Univ.

和，可表示為

$$S_{\text{o.c.}} = S_m S_e \quad (7.75)$$

而麥克風響應範圍通常低頻限由電路特性所主導，而高頻限則由機械特性所控制。其中機械靈敏度 S_m 乃是定義為當隔膜上之壓力差造成之隔膜撓曲，亦即 $S_m = dw/dP$ 。但是背電極（或背板）應夠堅硬，不會對聲壓產生反應，對於以多晶矽製作之背板而言，厚度必須超過 $3 \mu\text{m}$ 。

假如麥克風採用圓形隔膜（半徑為 R ）且具有大的張應力，則隔膜機械靈敏度 S_m 如下式所示：

$$S_m = \frac{R^2}{8\sigma_d h} \quad (7.76)$$

其中 σ_d 為隔膜張應力， h 為隔膜厚度。此公式假設，背室內之空氣壓縮不會影響隔膜之動作。實際量測結果如圖 7.100(a) 所示。如欲得到高機械靈敏度 S_m ，必須採用低應力之隔膜

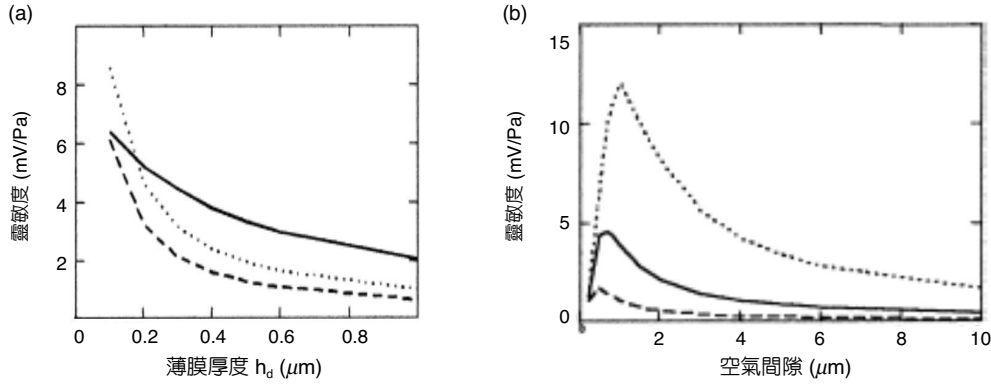


圖 7.100 (a) 靈敏度與厚度的關係圖 (1 mm^2 不同間隙之方形隔膜，____： $0.5 \mu\text{m}$ 、.....： $1.3 \mu\text{m}$ 、-- --： $2 \mu\text{m}$ ， $V_b = 5 \text{ V}$ ， $\sigma_d = 130 \text{ MPa}$)，(b) 靈敏度與間隙的關係圖。

材料，儘量使得隔膜薄且面積大，除此之外，隔膜與背板之間隙亦儘量減小，但如圖 7.100(b) 所示並非等比增加，最大值出現在約 $1.3 \mu\text{m}$ 。總之如欲得到高靈敏度，可使用較薄低應力或低彈性係數之材料來製作隔膜。

但是小間隙會造成流動損失，而使得麥克風響應在高頻時會因此而變小，亦即間隙變小造成機械阻尼上升而影響高頻響應。此問題可以藉由在背板上製作聲孔 (acoustic hole) 來解決，傳統上助聽器麥克風亦使用聲孔來減少阻尼，但是使用微加工技術可以大幅增加聲孔數目，以降低大幅減小間隙造成之影響。間隙造成之空氣流動阻力 (R_a) 可以下式表示 (圓形面積，半徑為 R)：

$$R_a = \frac{12\eta_a}{\pi^2 R^2 n t_a^3} \left(\frac{1}{4} \ln \frac{1}{A} - \frac{3}{8} + \frac{1}{2} A - \frac{1}{8} A^2 \right) \quad (7.77)$$

其中 η_a 是空氣之黏性 ($17.1 \times 10^{-6} \text{ Pa} \cdot \text{s}$)， t_a 為間隙大小， n 為單位面積之聲孔數目 (聲孔密度)，而 A 是聲孔面積對背板面積之比例 ($0 < A < 1$)。

假如所加之電場近似一常數，電容式麥克風的電路靈敏度 $S_e = dV/dt_a$ 通常可以簡化為 $S_e = V_b/t_a$ ，其中 dt_a 是間隙的改變， V_b 是所加直流偏壓 (或是來自儲存電荷)。假如 V_b 很大而 t_a 很小， S_e 將變得很大。但實際上，上述變數皆有極限，無法增加太大。例如直流偏壓過大會造成隔膜與背板之間因為靜電吸引而造成塌陷 (collapse)，此塌陷電壓與機械靈敏度通常成反比關係；亦即如果增加機械靈敏度，可容許之塌陷電壓將減小，設計時必須小心。除此之外，一般假設背板必須相當堅硬，不然可容許之塌陷電壓將更小。完整電容式麥克風本體的等效電路圖可以如圖 7.101(a) 所示。不過一般電容式麥克風加上放大電路之後，簡化電路則如圖 7.101(b) 所示。

如果將麥克風隔膜模擬成一薄板 (plate)，其響應主要將由彎曲剛度 (flexural rigidity, D) 及張力所決定。其中曲性剛度主要由材料特性及結構決定：

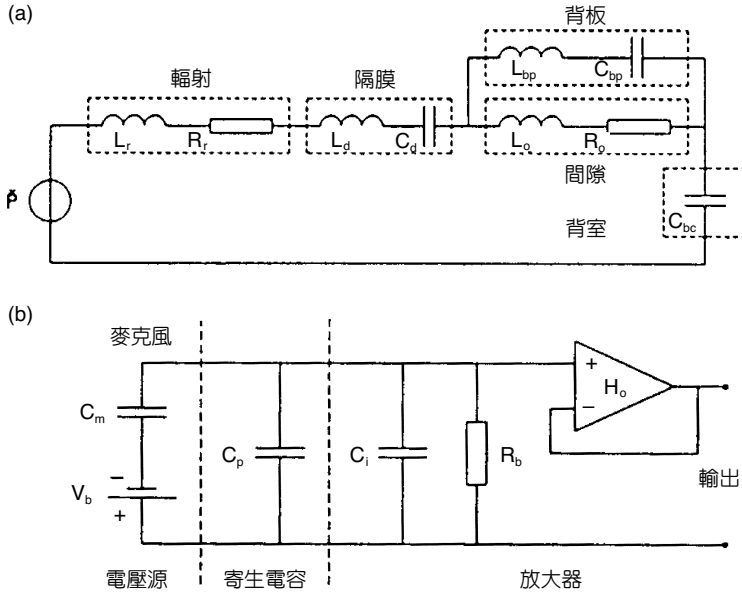


圖 7.101

(a) 電容式麥克風本體的等效電路圖，(b) 加上放大電路的等效電路圖。

$$D = \frac{Et^3}{12(1-\nu^2)} \quad (7.78)$$

張力 (T) 則主要由薄板材料之殘餘應力決定。此應力主要決定於沉積方式、溫度等條件，可表示為 $T = \sigma_r t$ 。而一邊緣夾緊之方形（邊長 a 、厚度 t 而密度 ρ ）薄板之撓曲可以以下列公式表示之：

$$\pm D \nabla^4 w + T \nabla^2 w = \rho \frac{\partial^2 w}{\partial \tau^2} \quad (7.79)$$

而此邊緣夾緊之方形薄板的自然共振頻率 (f_{res}) 如下式表示：

$$f_{\text{res}} = \sqrt{\frac{1}{\rho} \left(\frac{D\pi^2}{a^4} + \frac{T}{2a^2} \right)} \quad (7.80)$$

一般使用低應力材料製作之隔膜，將會對外來之應力非常敏感，例如封裝引入之應力可能造成隔膜挫曲 (buckling)，而使得麥克風損壞。同時此挫曲現象亦會造成電容輸出隨著溫度而改變，如圖 7.102 所示。故封裝是在一開始開發產品時就必須考慮的。

如果以圓形薄板作為隔膜，一直保持平整且位移很小，則塌陷電壓可以以下列公式計算：

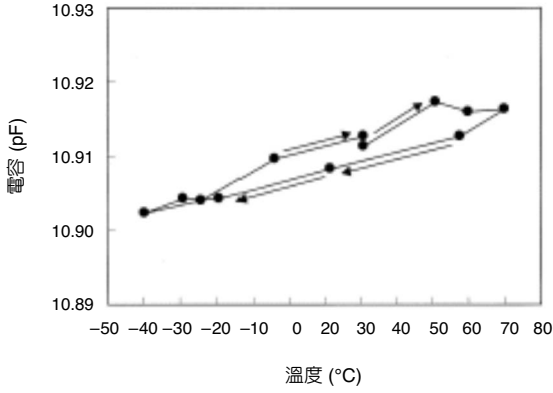


圖 7.102

電容輸出因為扭曲而隨著溫度改變。

$$V_p = \sqrt{\frac{8}{27} \frac{kt_a^3}{\epsilon A_e}} \quad (7.81)$$

其中 k 為隔膜之等效彈性係數， ϵ 為空氣介電常數，而 A_e 為隔膜之等效面積。 k 值可以從隔膜應力中計算出：

$$k = 8 \pi \sigma h \quad (7.82)$$

其中 σ 為隔膜之張應力， h 為隔膜厚度。

對於小位移、具有大應力之氮化矽方形隔膜，駐極體式麥克風之開路靈敏度可以下式估計：

$$S_{o.c.} = \left[\frac{t_e \sigma_e}{\epsilon_0 (t_e + \epsilon_e t_a)} \right] \left[\frac{a^2}{2 C t \sigma_n} \right] R \quad (7.83)$$

其中 t_e 為駐極體厚度， σ_e 為駐極體表面電荷， t 為氮化矽隔膜厚度， σ_n 為氮化矽隔膜之應力，真空中 $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ F/m，一般 Teflon 之 $\epsilon_e = 1.9$ ，氮化矽之 $C = 3.04$ ， R 為電極對隔膜之比例。

阻尼太大 (例如由小間隙造成) 會改變頻率響應，可藉由聲孔比例調整，但是太小亦會造成薄膜振動過大而破裂，必須小心。通常微機電電容式麥克風得到最大靈敏度的設計步驟如下：

1. 由製程決定最佳之間隙距離。
2. 使用低應力材料或其他方式 (如摻雜或三明治結構) 來減小張力。
3. 依照工程規格決定最小之隔膜大小。
4. 增加背板上聲孔之比例以增加切斷頻率 (cutoff frequency) 及減少小間隙帶來之阻尼問題。

(2) 雜訊

電容式麥克風的另一重要特性為雜訊性能，其來自機械及電子兩方面^(121,122)。機械雜訊主要來自隔膜材料本身熱擾動，此熱擾動之等效壓力為

$$P = \sqrt{kTc} \quad (7.84)$$

其中 k 為波茲曼常數， T 是絕對溫度， c 是麥克風聲音阻抗。此聲音阻抗隨著背室體積縮小而增加，此對微加工之麥克風不利。據估計，一個 1 mm^3 之背室其熱擾動雜訊約為 30 dB SPL。主要的雜訊來自偏壓上的電阻、前級放大器及麥克風與前級放大器的封裝之阻抗，如一部分來自場效電晶體 (field effect transistor, FET) 的通道 (channel) 雜訊，一部分來自偏壓元件及封裝漏電流的電阻造成之熱雜訊。這些不同來源之雜訊有些可以設法減少，有些則無法減少。除此之外，還得注意打孔後背板必須相當堅硬 (相對上)，而背室亦必須有相對較大之體積以使得靈敏度增加、等效雜訊位準下降，而較大開孔率亦可減少雜訊。

另外，對於電磁干擾雜訊，麥克風應該「GSM 免疫」，亦即對於從 DC 到幾個 GHz (手機發出干擾) 不可太敏感。

(3) 材料

材料應力來源有內應力、外應力及熱應力，對於麥克風隔膜而言，內應力可能是最重要的。目前已採用之低應力材料有低應力 Si_3N_4 、單晶矽、三明治結構及多晶矽等。最常被採用的為低應力 Si_3N_4 ，而非一般習用之高應力 PECVD Si_3N_4 ，如果採用其他製程如 LPCVD 多晶矽，則需要藉由不同摻雜磷及高溫退火等方式，以調整其內部應力且可以得到相當薄之厚度。除此，藉由適當摻雜可使得多晶矽亦具有導電性，如此就不需額外之電極。目前亦有嘗試以多晶矽鍺 (poly SiGe) 來製作麥克風，因為此材料不但內應力低且可以均勻沉積 (conformally deposited)，另外摻雜溫度小於 500°C 。多晶矽鍺如果鍺的含量較高，則可以用 NH_4OH 和 H_2O_2 來蝕刻而不會影響同晶片上之 CMOS 元件。此外，多晶矽鍺製作之結構層及犧牲層可以在同一反應室中製作，僅需改變其鍺比例即可。單晶矽是眾所周知的低應力材料，但不易得到非常薄之薄膜，SOI 晶圓有可能提供非常薄之薄膜，但太昂貴。

低應力隔膜必須注意外來應力之影響，包含封裝上之影響。三明治結構是另一選擇，但製程掌握非常重要。例如總和之應力 (σ_{total}) 可以下式表示 (假設各層薄膜之波松比 (Poisson's ratio) 相同)：

$$\sigma_{\text{total}} = \frac{\sigma_1 t_1 + \sigma_2 t_2}{t_1 + t_2} \quad (7.85)$$

其中 σ_i 及 t_i 分別代表各層薄膜之應力及厚度，可以藉由厚度調整及使用壓應力及張應力等不同性質來互補。除了尋找製作低應力材料之外，另一種解決方案就是使用彈性係數非常

小之材料，例如高分子聚合物是最常被考慮的材料，但是其不能忍受高溫製程是最大缺點。

(4) 改善結構

除了從材料著手，另一種方式則是從機械結構設計著手。例如隔膜之邊緣懸掛部分對其機械靈敏度有相當之影響，如果減低邊緣懸掛剛性，如圖 7.103 所示，將可增加機械靈敏度。

另外波狀結構 (corrugated) 隔膜可有效降低初始之應力影響 (已廣泛用於實際產品，如浪板等) 及增加靈敏度，通常可用來減少殘餘應力之影響及減少隔膜大變形時之堅硬 (stiffening) 現象，但也會造成隔膜之靜態位移 (由於應力及製作上之不對稱造成)。根據研究報告，在初始應力為 50–100 MPa 範圍時，使用波狀結構隔膜，如圖 7.104 所示，將可比一般平版結構之隔膜增加五倍以上之靈敏度，並且溫度及封裝之影響亦會減少。

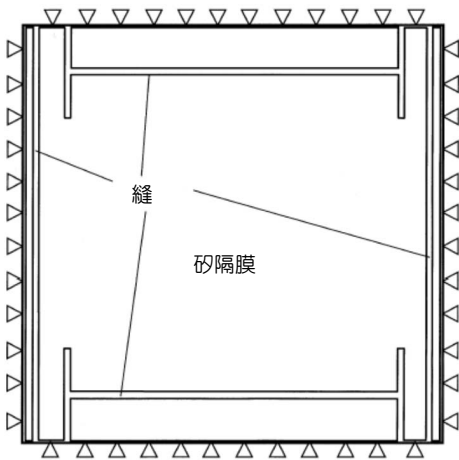


圖 7.103
邊緣懸掛剛性減低之隔膜。

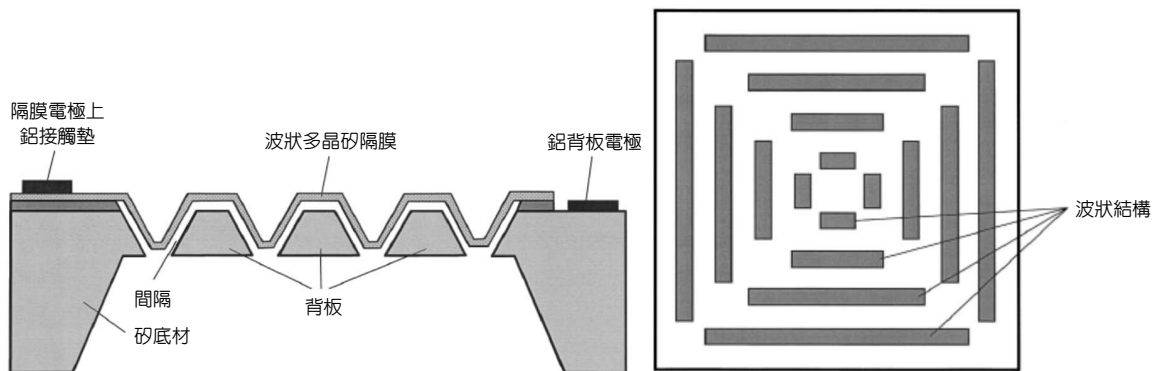


圖 7.104 微細加工之波狀結構隔膜。

除此之外，夏威夷大學首先採用懸臂式隔膜，將一般隔膜之邊緣夾緊處移除其中三處，可以大幅增加其位移量，他們亦使用此方式配合壓電驅動來製作揚聲器。

(5) 封裝

封裝除了前述影響應力及輸出之外，通常亦是產品的主要成本項目（可佔七成以上）⁽¹²²⁾。最重要的是，必須考慮某種程度之氣密性，以防止灰塵等進入間隙部分而破壞了麥克風，以及提供對抗外力的保護，而濕度及其他的污染源亦是必須注意的事項。對於微加工製作之麥克風而言，間隙及聲孔等遠比傳統製作麥克風更小，亦即更易受到各種外在環境干擾。如果要避免麥克風不受上述因素之影響，必須採用不同方式提供適當阻尼，或是封裝時必須提供保護，氣密方式乃是一般採用對策。

目前丹麥的 Microtronic A/S 公司則嘗試使用晶圓級封裝 (wafer-level packaging) 方式，包括晶圓接合 (bonding) 與堆疊 (stacking) 以及覆晶 (flip chip)，來解決上述問題。他們正努力以一種不需助焊劑 (fluxless) 覆晶封裝來達到氣密圈以降低成本，如圖 7.105 所示。除此，必須提供對電磁波之遮蔽 (尤其是電容式麥克風具有高阻抗易受輻射雜訊之影響)，傳統麥克風以金屬外殼來提供遮蔽，對於微加工方式製作之麥克風可以考慮在外表鍍上金屬膜或導電性高分子材料來提供遮蔽。氣密在麥克風並不容易完成，因為聲壓必須到達麥克風之隔膜，亦即聲音進口及平衡用之通風孔 (ventilation hole) 必須外露。有研究人員嘗試以微加工之結構保護上述兩開口，或是使用高分子材料來達到氣密效果。堆疊通常使用至少三片以上之晶圓：一片作為背室，一片作為前室提供感應隔膜，另一片則為前級放大器晶圓。此種方式電路通道 (feedthrough) 會造成製作上問題，必須審慎考量，除此如果不需全部以晶圓級封裝製作，反而可以提供製作上的自由度。例如前級放大器可以單獨製作，最後再以個別晶粒組合，也許可以節省使用面積及不同來源之前級放大器。

如前所述，封裝導致之應力會造成麥克風性能上之改變，尤其是以低應力材料製作之隔膜。此應力可能來自不同之麥克風晶粒與底部封裝材料具有不同之熱膨脹係數且在高溫

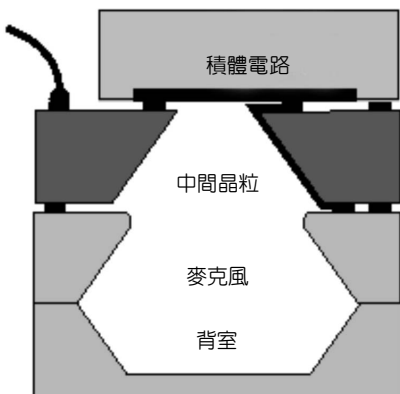


圖 7.105

晶圓級及覆晶封裝之麥克風。

進行接合，此在室溫下可能造成隔膜過度變形，會在溫度循環下造成類似磁滯現象，甚至可靠度發生問題。

7.4.7 DARPA 相關研究

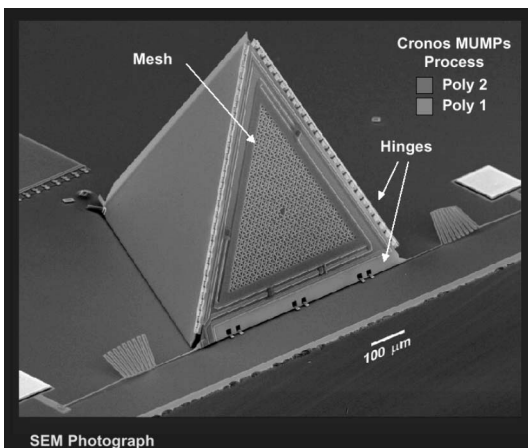
美國國防先進研究計畫局 (Defense Advanced Research Project Agency, DARPA) 基於國防需求及對於未來聲音感測器發展的重視，特別設立基金鼓勵研發聲音微感測器 (<http://www.darpa.mil/MTO/sono/>)。其中有不少佳作，在此僅舉數例供參考。

(1) 貝爾實驗室

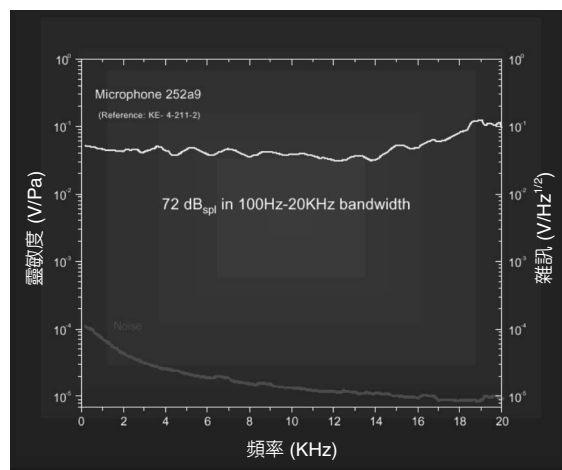
貝爾實驗室 (Bell Lab) 採用仿生 (biomimic) 的觀念，利用面型微加工方式製作金字塔式立體結構，以模擬蒼蠅的收音構造，如圖 7.106(a) 所示。一般面型微加工方式製作麥克風有易與 IC 製程整合之好處，但是由於犧牲層製作之極限，造成間隙過小而阻尼變大之缺點，而具有此種結構將可克服上述缺點。此麥克風大小為 $300 \times 300 \mu\text{m}^2$ ，可以忍受超過 1000 g 的力量。其頻率響應亦相當不錯，如圖 7.106(b) 所示，可以達到 50 mV/Pa 以上，表現非常突出。

(2) JPL 實驗室

美國 JPL 國家實驗室 (Jet Propulsion Laboratory) 亦提出一個嶄新的聲音偵測概念，也是採用仿生的方式，模擬前述之側線器 (lateral line organ)，稱之為立體纖毛 (stereocilia)，如圖



(a)



(b)

圖 7.106 (a) 貝爾實驗室金字塔式麥克風，(b) 其頻率響應。

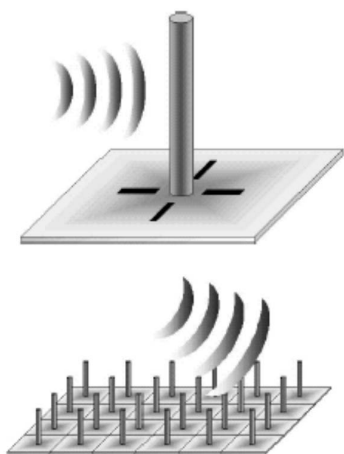


圖 7.107

JPL 立體纖毛聲音偵測器。

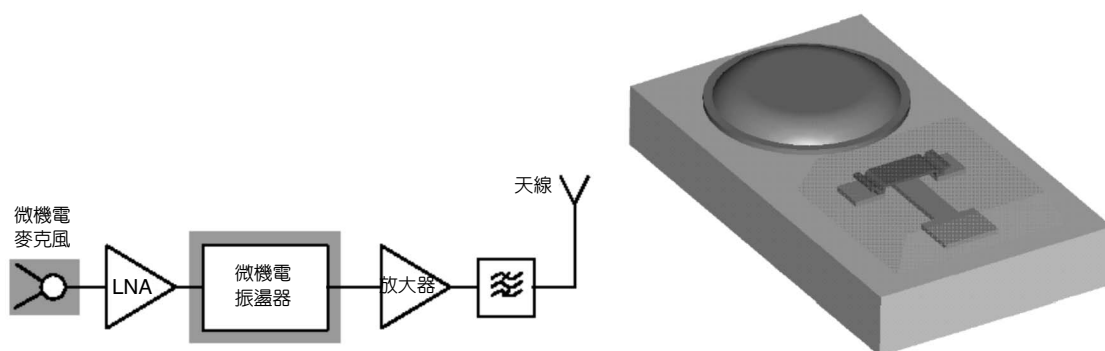


圖 7.108 加州大學洛杉磯分校無線麥克風示意圖。

7.107 所示。利用微加工技術在隔膜上製作出立體纖毛，隔膜上則利用壓阻應變感測器來量測因微流量(來自流體)所造成立體纖毛之位移。

利用奈米碳管(carbon nanotube)製作出立體纖毛，直徑可從 10 nm 到數百 nm，而長度可達 100 μm 。在此立體纖毛可視為機械應力放大機構，如果再進一步整合立體纖毛陣列，不但所需面積仍然不大、具方向性辨認、非常靈敏，且訊雜比大為改善。預期未來可進一步製作聲音的影像偵測器，甚至可能如蝙蝠一般作為致動器發出超音波。

7.4.8 無線麥克風

無線麥克風已是一相當成熟之產品，但是所需面積過大且耗費能源。如果結合微機電技術在無線通訊領域之發展，則整合型之無線麥克風不但可以提供微小化及高性能，耐久性亦將大為提高。如圖 7.108 所示，為美國加州大學洛杉磯分校所製作之無線麥克風的示意圖⁽¹²³⁾。

7.4.9 微加工之麥克風陣列

如果以微加工製作單一麥克風，由於可能之繁複加工程序及封裝成本仍佔主要部分，雖然有上述諸項優點，但是目前似乎只有在助聽器等需要高度整合之高附加價值產品上引起重視，在其他民生低價高量產品上仍待突破。但是如果能善加發揮其在整合及微小化上之優勢，將可另外開創未來電聲產品之新應用及境界。以下介紹一個 2002 年仍在進行之研究，其中即發揮了微細加工麥克風的優點來製作以往傳統式麥克風所無法達成之新境界。

加拿大研究人員提出了使用微加工麥克風製作成陣列 (3×3) 型式，以達成動態可變方向靈敏性 (dynamic variable directional sensitivity)⁽¹²⁴⁾。據研究測試結果顯示，此微小化陣列在聲束操引 (beam steering) 時仍可以產生不錯之固定聲束寬 (beamwidth)。他們採用 3×3 電容式麥克風來製作此陣列，每個相距 $250 \mu\text{m}$ ，全部尺寸為 $4 \times 4 \text{ mm}^2$ 。其中麥克風採多晶矽鍍製作之方形隔膜，而背板是以 SiN 製作，靈敏度可達 13.5 mV/Pa 。此聲音偵測陣列乃是為了作為聽覺儀器而設計，設計規格特性如表 7.17 所列，以聲樑操縱方式可以減小背景雜訊及從偵測環境而來之反響，可以有效地增強聽覺儀器的效果，其外形示意如圖 7.109 所示。

一般麥克風之方向性靈敏度可以如圖 7.110 所示，基本上麥克風對於各個方向皆有相同靈敏度，此也造成許多背景雜訊被收錄進來，造成未來訊號處理 (假如必須) 的困擾。但如果使用麥克風陣列 (線性或矩型) 則可以改變收錄聲音之方向性型態，藉由訊號處理可以增強或減少某個方向訊號，造成聲束成形 (beam forming) 如圖 7.111(a) 所示，此即為空間過濾 (spatial filtering)。另一種方式即是更進一步藉由訊號處理動態性調整聲束，其中每一個麥克風藉由訊號處理決定接收訊號延遲的程度，如圖 7.111(b) 所示，稱為聲束操引。

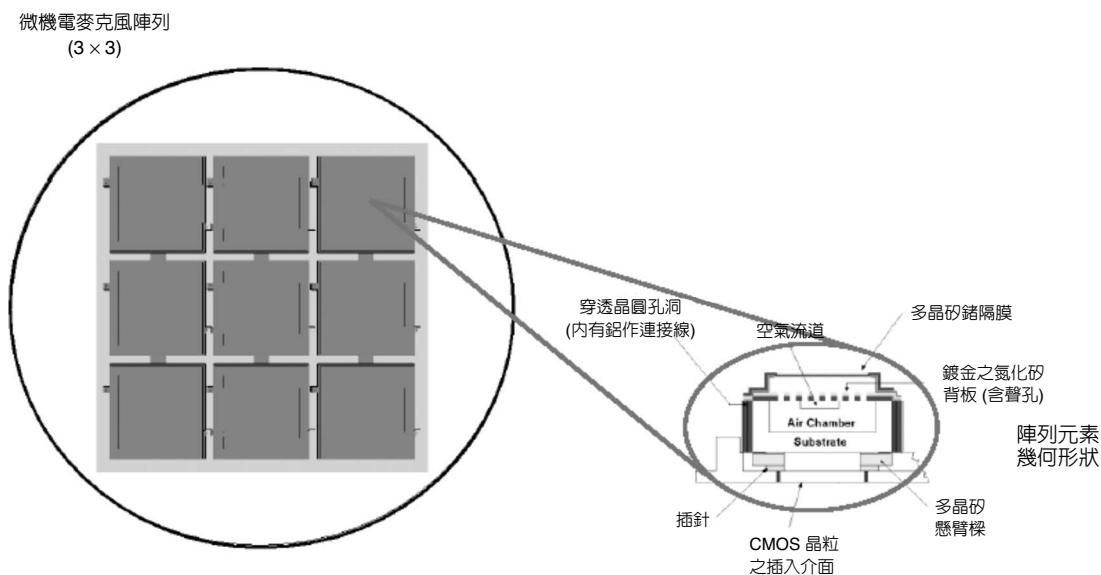


圖 7.109 電容式麥克風陣列示意圖。

表 7.17 電容式麥克風陣列特性。

設計參數	值
陣列尺寸	$4 \times 4 \text{ mm}$
麥克風之間距	$250 \text{ }\mu\text{m}$
麥克風陣列之數目 ($M \times N$)	3×3
隔膜面積	$1 \times 1 \text{ mm}$
隔膜厚度, t	$0.8 \text{ }\mu\text{m}$
空氣間隙厚度, d	$2 \text{ }\mu\text{m}$
背板厚度, h	$1 \text{ }\mu\text{m}$
隔膜材料	Poly-SiGe
偏壓, V_b	12 V
靈敏度 @ 1 kHz, S	13.5 mV/Pa
切換頻率 (Cut-off frequency), f_c	18 kHz
麥克風電容, C	4.42 pF
空氣出口剖面	$125 \times 250 \text{ }\mu\text{m}$

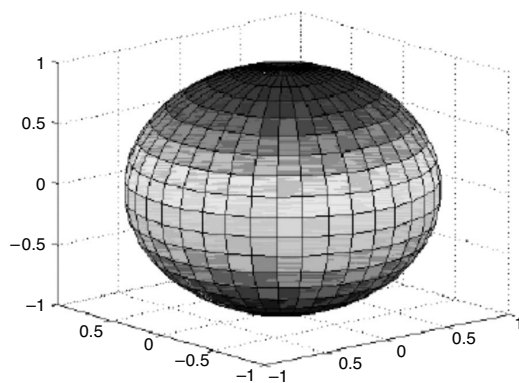


圖 7.110 一般麥克風之方向性型態。

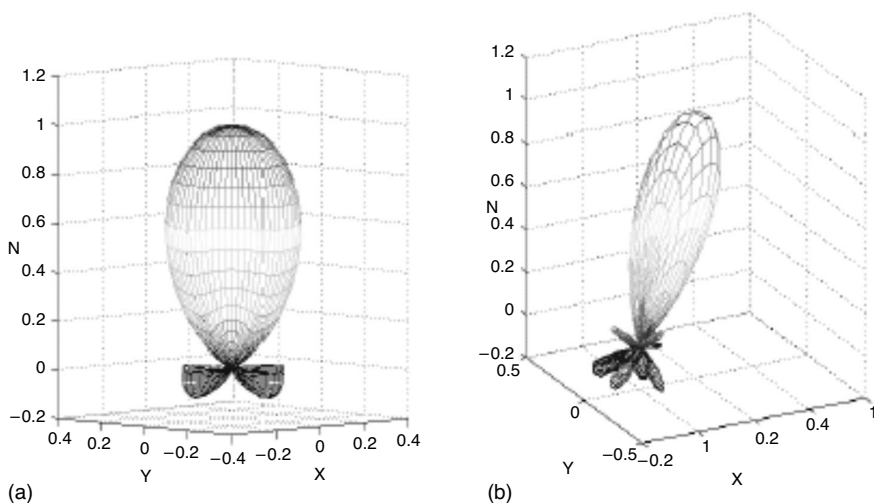


圖 7.111 (a) 聲束成形之方向性型態, (b) 聲束操引之方向性型態。

早期製作聲束操引所需之麥克風陣列，往往以空間距離來提供所需之訊號延遲，此對於微加工之麥克風相當不利，因為所需之距離相當大（聲波波長的二分之一，約在釐米等級）。但是如果藉由電子訊號處理（微機電技術可以與 IC 製程整合成系統晶片），將可以提供電子延遲，如此微加工之麥克風陣列將可以順利製作，其結果如圖 7.112 所示。

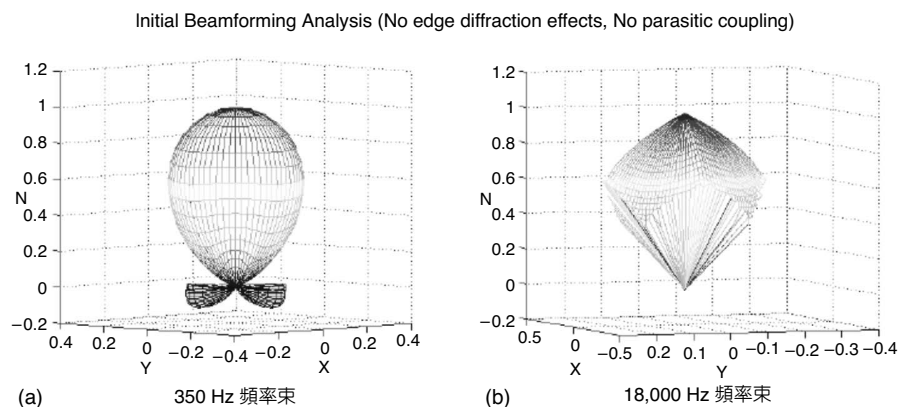


圖 7.112 微細加工之麥克風陣列聲樑操縱之方向性型態。

7.4.10 微機電揚聲器

一般而言，如果揚聲器越大表示隔膜可以振動幅度越大，其所能提供聲壓將越大。從此觀點來看，以微機電技術來製作揚聲器無法提供所需之聲壓，除非此揚聲器置於耳內，因為置於耳內，所需之振幅並不需太大即可「聽到」^(125,126)。故目前助聽器製造商正積極研發微機電技術來製作揚聲器，以真正整合成單一助聽器，其需求參見表 7.18 所示。設計時必須考慮揚聲器及耳道的體積，但是計算耳內容積及所需推動之隔膜振幅，目前可能仍以電磁式驅動方式較佳。但是如果採取外加電磁，勢必體積將無法縮小，且無法有效利用批次生產方式來降低成本。目前所發表的研究論文相當少，主要原因包含有：傳統電磁感應結構不易用平面微加工方式製作，且許多電磁薄膜新材料及特性都在研究中，離實際應用尚有段距離。目前最積極研究的當屬丹麥的 Microtronic A/S 公司，其嘗試採取軟磁性材料 FeSi (鐵磁材料, ferromagnetic) 作為晶圓基材，如圖 7.113 所示，在其上製作出所需之驅動結構、多層感應平面線圈及隔離塊等。

表 7.18 助聽器揚聲器之需求。

需求	值	註解
供應電壓	1.2 V	電池
音壓位準 (SPL) 輸出	106 dB @ 1 kHz in 2 cm ³	對等於在 2 cm ³ 測量管之 0.081 mm ³ 之體積撓曲或等效 4 Pa 壓力
耗損功率	0.5 mW @ 1 kHz	由於電池壽命
每次隔膜來回可得能量 (@ 1 kHz)	125 nJ	電機訊號在 1 kHz 及 0.5 mVA 下的四分之一週期
每次隔膜來回之機械能量	$E_{\text{mech}} = 23 \text{ nJ}$	在 2 cm ³ 體積相對於 5.6 Pa 尖峰壓力之能量

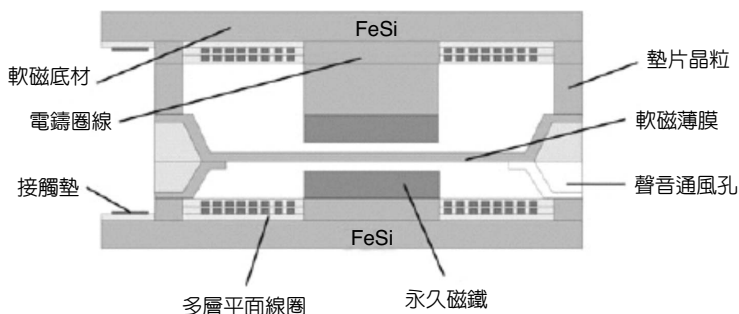


圖 7.113

鐵磁材料製作之揚聲器。

7.4.11 結語

過去麥克風製作多由機械出身的人員從事，因此需要聲學背景的人員，後來由於需放大器及與電子系統整合等需求，電子相關人員逐漸進入，形成所謂電聲產品。但是展望未來，藉由微機電技術之引入，勢必有另一波之革命，未來的聲音傳感器將是什麼型態及其帶來之影響，皆有待觀察，但是其研發與製造所需人才及背景，勢必將越來越多樣化。除了傳統機械、電機人員，以後勢必要有 IC 設計、微機電設計與製程、無線通訊甚至生物背景人員參與，未來研發與製造將由以往傳統科技跳躍至高科技。

7.5 其他感測器

7.5.1 光感測器

隨著通訊、電腦與網路科技的蓬勃發展，各種資料必須在通路上高速傳輸，而光通訊系統由於寬頻且傳輸速度快，因此在傳輸系統中扮演非常重要的角色。光感測器是光通訊系統中相當重要的一個元件，負責光訊號的接收。

微機電系統可廣泛應用於生化分析、汽車感應系統及監測設備等，因此光感測器也是多種微機電系統中必備的元件。

光感測器在光通訊系統及微機電系統中主要的功能是將接收到的光訊號轉換成電訊號，方便後續的訊號處理。其主要原理是利用光對元件的照射會改變元件本身的導電性質，藉由這項性質的改變來偵測是否接收到光訊號。

在光通訊系統方面，長距離光通訊系統中主要使用的光源波段為 1.3 或 1.55 μm ，因為這些波段的光經長距離光纖傳輸後光的損耗較低^(127,128)。而短距離的光通訊系統則以 0.83 μm 波段為主。因此，0.83、1.3 及 1.55 μm 等各種光感測器曾被廣泛地製作和研究⁽¹²⁹⁻¹³⁶⁾。

7.5.1.1 光感測器的特性

光感測器有幾個主要特性，包含響應度 (responsivity, R)、量子效率 (quantum efficiency)、響應頻寬 (response bandwidth) 及靈敏度 (sensitivity) 等。當波段合適的光照射到元件的半導體材料時，由於半導體吸收光的能量，因此在內部會產生許多的光生 (photo-generated) 電子與電洞兩種載子，這些電子與電洞藉由施加於元件的偏壓所產生的電場之作用便會分別往正負電極移動，如此便可量測到照光時元件的光電流。簡言之，即元件照光後其等效電阻值會降低。而所謂響應度是指元件照光時所得到的光電流對入射光功率的比值，其公式定義如下：

$$R = \frac{\text{光電流}}{\text{入射光功率}} \quad (\text{單位：A/W}) \quad (7.86)$$

量子效率的意義則為每個入射光子所能產生的光生載子數，因而響應度和量子效率呈現正相關，響應度愈大的光感測器其量子效率也愈高。

一般來說，要推算元件的響應頻寬須知道該元件受光零寬脈衝 (light impulse) 照射時暫態響應 (transient response) 的半高寬 (full-width at half-maximum, FWHM)、上升時間 (rise time) 及下降時間 (fall time) 等。有了元件暫態響應的波形，亦可藉由傅利葉轉換 (Fourier transform) 得知元件的可操作頻寬。理想的暫態響應情況是當入射光脈衝開始 (停止) 照射元件時，元件光電流能即時產生 (消失)，如此才不會造成光偵測上的錯誤，進而降低位元錯誤率 (bit error rate, BER)。然而，受限於元件的 RC 時間常數、載子的通過時間 (transit time)、載子生命期 (lifetime) 等因素的影響，一般光感測器在操作時無法達成如此完美的表現，尤其是在下降時間方面。因為當光脈衝過後，那些還來不及被電極收集而即時貢獻光電流的光載子仍然在元件內部藉由擴散 (diffusion) 或漂移 (drift) 持續流向電極而產生元件的尾部 (tail) 光電流，此現象容易造成光偵測上的錯誤，進而降低元件的響應頻寬。因當下一個光脈衝已到來而前一個光脈衝產生的光生載子還沒完全被電極收集，如此將難以判斷下一個光脈衝到底在何時入射至光感測器。如果在光脈衝照射期間，光生載子能即時迅速地被電極收集產生光電流，而且在光脈衝過後，那些未被電極收集到的光生載子能迅速在元件內部復合 (recombination) 而消失，即時降低尾部光電流，則元件的響應頻寬可大幅提升。因此有許多研究人員嘗試在元件中利用一些高缺陷 (defect) 的材料，有效縮短光生載子的生命期，提高光生載子的復合速率，進而提升元件的可操作頻寬或速度⁽¹³⁷⁻¹³⁹⁾。但此舉亦會降低元件的響應度，在此節的範例中將有更詳細的說明。

事實上，元件響應度和響應頻寬通常呈現負相關，亦即兩者之間常需妥協。就響應度而言，要增加元件的響應度，需增加元件吸光層的體積，如此在照光後才能產生較多的光生載子，但較厚的吸光層會使部分光生載子到電極之間的距離變長，載子通過時間較長，因此在光脈衝過後，這些光生載子藉由擴散或漂移還需要一段時間才能到達電極，無法即時收集到的光生載子數目將會增加，如此會使元件的可操作頻寬變小。因此，通常在元件響應度和操作頻寬之間必須有某種程度的妥協。有一些研究人員將元件效率和可操作頻寬

的乘積 (efficiency-bandwidth product) 作為另一個元件特性的指標參數，若元件的此參數值愈高即表示該元件的特性愈好⁽¹³⁶⁾。

上述這些光感測器的特性會隨入射光的波長而變，尤其是元件的可操作頻寬受入射光波長的影響最為明顯。由於半導體材料通常對短波長的光有較大的吸收係數 (absorption coefficient)⁽¹⁴⁰⁾，因此，短波長的光入射到半導體內的入射深度通常較淺，如此則光生載子將會產生在靠近元件表面的區域。而通常元件的電極是做在入射面，因此主要的光生載子到電極之間的距離較短而可被電極迅速收集，所以當光感測器所偵測的入射光波長較短時，元件的可操作頻寬變高。但對較長波長的入射光而言，由於半導體材料對長波長的光有較小的吸收係數，因此，長波長的光入射到半導體內的入射深度較深，相較於短波長入射光的入射深度可高數十甚至數百倍。因此，如果入射光波長較長，電極將不易即時收集到所有的光生載子，因有些光生載子產生在遠離電極的地方，所以元件的可操作頻寬將不易提升。光通訊系統所使用的光波段相對而言均為較長波長的波段，因此在提升光感測器的可操作頻寬上更具挑戰性。

元件靈敏度 (sensitivity)，或稱為感測度 (detectivity)，是描述光感測器所能辨別之最低入射光功率的重要指標。元件靈敏度除了受吸光半導體材料本身性質的影響外，還有許多其他的參數會影響元件靈敏度，例如元件內部的接面及串聯電阻 (junction and series resistances)、外接的負載電阻 (load resistance)、元件本身在沒照光時既有的暗電流 (dark current)、背景輻射所造成的光電流等都會影響光感測器的靈敏度，因為這些參數都會使元件在操作時的雜訊增加。例如，接面電阻、串聯電阻或外接的負載電阻都會產生額外的熱雜訊 (thermal noise)，而元件本身在沒照光時的暗電流及背景輻射所造成的光電流也會貢獻發射雜訊 (shot noise) 或產生一復合雜訊 (generation-recombination noise)，因為當背景輻射熱能在元件內產生電子電洞對的過程中，載子的產生及復合都會產生雜訊，而上述這些雜訊均會大幅影響光感測器所能辨別的最低光入射功率。光感測器的靈敏度和雜訊等效功率 (noise-equivalent power, NEP) 呈現倒數的關係。雜訊等效功率是指在 1 Hz 的頻寬下元件產生訊雜比 (signal-to-noise ratio) 等於 1 時所需的入射光均方根 (rms) 功率。雜訊等效功率參數愈小表示元件的雜訊越低，因此靈敏度可顯著提升。

7.5.1.2 製作光感測器的材料

光感測器元件的材料一般以矽 (矽化鎳) 或三－五族化合物等半導體 (如砷化鎵、砷化銦鎵等) 為吸光材料較為常見，砷化鎵、砷化銦鎵等化合物半導體由於具有直接能隙，且其內部的電子或電洞具有較高的移動度 (mobility)，因此利用這類材料製作的光感測器通常具有較高的響應度及操作速度。但是也有一些缺點，如製作費用相對於矽質材料較為昂貴，且其不易與現有相當成熟的矽製程技術整合，因此，即使矽為非直接能隙材料，但矽或其化合物仍然常被採用作為光感測器的材料。

7.5.1.3 光感測器的種類及結構

光感測器元件的結構一般言之主要有光導體 (photoconductor)、崩潰型光二極體 (avalanche photodiode)、光電晶體 (phototransistor)、 $p-i-n$ 光二極體 ($p-i-n$ photodiode) 及金屬—半導體—金屬 (metal-semiconductor-metal, MSM) 光偵測器等結構。上述部分元件種類，如光導體、崩潰型光二極體及光電晶體等可產生光增益 (gain)，而其餘的則無法獲得光增益。

(1) 光導體

光導體是以半導體本身為吸光材料，且將此吸光層兩側以歐姆接觸 (ohmic contact) 的電極接出，其結構如圖 7.114 所示。此元件被照光時，光子激發半導體內價帶 (valence band) 或在能隙中能階的電子到傳導帶 (conduction band)，因此，照光時，由於元件內可自由移動的載子數目大幅增加，光導體的導電度亦隨之大幅增加，如此便可將光訊號轉換成電訊號。

(2) 崩潰型光二極體

崩潰型光二極體的基本元件結構為一個 $p-n$ 二極體，當二極體操作在相當大的反向偏壓之下，在 $p-n$ 接面的空乏區內將產生相當大的電場，光生載子產生後經過空乏區時便會獲得相當高的能量，可藉碰撞游離 (impact ionization) 的方式在元件內產生更多的載子，因此光訊號可有效地被放大為電訊號。由於這種元件是操作在相當大的反向偏壓下，所以元

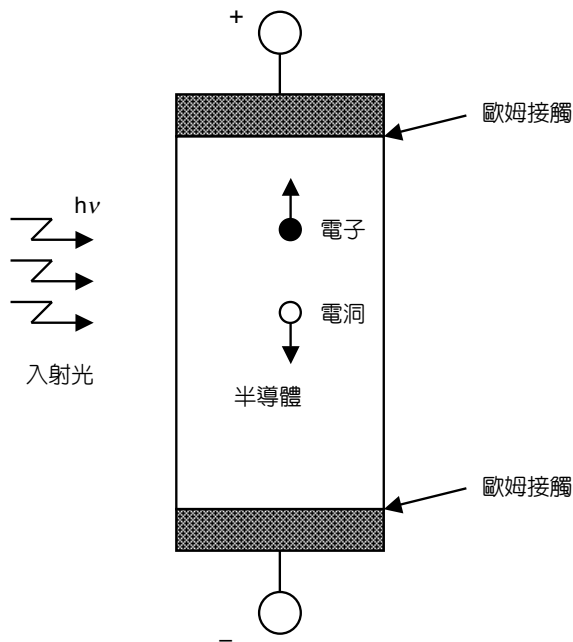


圖 7.114
光導體之示意圖。

件內部結構的設計需特別留意，例如在 p - n 接面處或電極和半導體接面處都應避免較尖銳 (sharp) 的結構，因為當元件操作在相當大的反向偏壓時，由於這些較尖銳的地方具有較大的電場，容易造成元件從這些地方崩潰。在雜訊抑制的考量下，電子和電洞的游離係數 (ionization coefficient, α_n , α_p) 相差愈大的材料較適合用來製作崩潰型光二極體。當 α_n 與 α_p 相差愈大時，元件的雜訊因子 (noise factor) 將可明顯降低。有些崩潰型光二極體將吸光區和崩潰型增益產生區分開，稱為 SAM-APD (separate absorption and multiplication avalanche photodiode)，在吸光區可使用 α_n 與 α_p 相差較小的材料，而在崩潰型 (增益產生) 區則使用 α_n 與 α_p 相差較大的材料，以降低在增益產生過程中產生的雜訊。

(3) 光電晶體

光電晶體其結構示意圖如圖 7.115，其基極 (base) 為主吸光層，因此不與外面的線路連接，此結構射極 (emitter) 端的電流為：

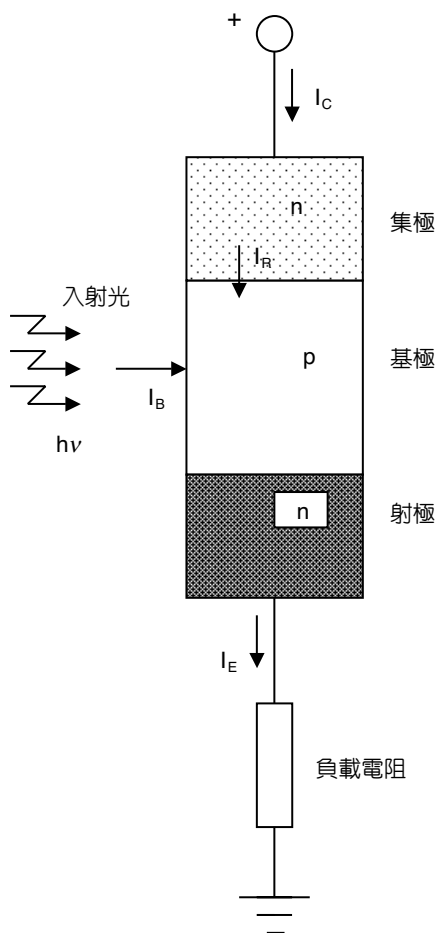


圖 7.115

光電晶體之示意圖。

$$I_E = (I_R + I_B)(h_{FE} + 1) \quad (7.87)$$

其中 I_R 為集極 (collector) 和基極 (base) 接面之反偏飽和電流； I_B 為照光時產生的基極電流，在沒照光時其值為零； h_{FE} 為共射極電流增益 (common emitter current gain)，因此當光電晶體沒照光時，射極端的電流為：

$$I_E = I_R(h_{FE} + 1) \quad (7.88)$$

此值遠小於上述照光時射極端的電流，因此可將光訊號放大。

(4) $p-i-n$ 光二極體

$p-i-n$ 光二極體是以 i 層作為主吸光層，因此通常 i 層厚度較厚。一般 $p-i-n$ 結構的光感測器均為垂直型元件，光由 p 或 n 層正面入射，因此位於最上層的 p 或 n 層的厚度需適度地降低，以免光被其大量吸收而無法到達正下方的 i 吸光層。 $p-i-n$ 結構的光感測器其操作方式是加反向偏壓於該元件上， i 吸光層會受到 $p-i$ 及 $n-i$ 界面空乏區電場的作用而在內部形成高電場空乏區，因此當入射的光子在 i 吸光層內產生光生載子後，這些光生載子 (電子與電洞) 便會藉漂移而分別往兩邊的電極移動，因此元件在照光時會產生較高的電流。 $p-i-n$ 結構的元件面積大小及吸光層的厚度必須小心設計，因面積太大的元件會導致 $p-i$ 或 $n-i$ 接面電容值增加，而太厚的吸光層會導致較高的元件串聯電阻，如此會增加 RC 充放電的時間而使元件的可操作速度降低。有些 $p-i-n$ 結構的光感測器會引入分布式布拉格反射鏡 (distributed Bragg reflector, DBR)，用以增加元件的響應度及提高元件的可操作速度^(141,142)。分布式布拉格反射鏡是利用折射係數相差較大的兩種材料交互疊加而成，可對某一波段的光產生極佳的反射效果。分布式布拉格反射鏡常用於雷射二極體元件結構，如面射型雷射二極體等。如將光感測器內的分布式布拉格反射鏡設計為針對入射光波段做反射時，入射到元件吸光區而尚未被吸光層吸收的入射光便會持續被上下兩層分布式布拉格反射鏡反射，而持續在元件內的吸光層被吸收，因此可大幅增加入射光被元件吸收的效率，如此則元件的吸光層厚度可適度地降低，進而提升元件的可操作速度。

(5) 金屬－半導體－金屬光感測器

金屬－半導體－金屬結構的光感測器為平面式元件。一般言之，金屬－半導體－金屬光感測器是以交指式 (interdigitated) 的兩個電極直接和半導體材料接觸，形成蕭特基接面 (Schottky junction)，半導體和金屬間的蕭特基位障 (Schottky barrier) 可有效抑制元件在沒有照光時的暗電流，而光生載子由於具有較高的能量，較容易克服半導體和金屬間的蕭特基位障而被電極收集形成光電流。金屬－半導體－金屬光感測器的交指式電極設計主要是要增加吸光區內的電場，使光生載子能迅速被電極收集。當交指式的電極間距 (spacing) 縮小

時，吸光區內的電場增強，光生載子漂移速度變高，可進而提升元件的操作速度。然而，交指式的電極間距並不能無限制往下縮小，因間距縮小會使元件有效受光面積縮小而降低元件的響應度。

7.5.1.4 範例

(1) 範例一

圖 7.116 (a) 及 (b) 分別為一個以晶質矽為吸光材料的平面交指式金屬—半導體—金屬光感測器的俯視及側視結構圖⁽¹³⁷⁻¹³⁹⁾。本元件製作時利用濕式 (氫氧化鉀水溶液) 蝕刻的方式將 (100) 晶質矽基板蝕刻成溝槽狀，然後再分別鍍上非晶矽層及電極材料。使用氫氧化鉀水溶液濕式蝕刻的方式會在所蝕刻的溝槽底部形成五十四度左右的角度，如圖 7.117 所示。有別於利用乾式蝕刻會造成幾乎垂直的側邊，這種斜坡式側邊可有效防止後續鍍上的金屬電極斷裂。溝槽式電極可增加吸光區內的側向電場，因此可大幅增加被電極收集到的光生載子數量，進而提升元件的響應度。非晶矽由於具有較高的光能隙 (~ 1.7 eV)，因此可用以增加電極和晶質矽之間的蕭特基位障，從而明顯地降低元件的暗電流。同時由於非晶矽內含有許多的缺陷，可降低照光停止後還沒被電極收集到的光生載子的生命期，因此可大幅增加元件的可操作頻寬。圖 7.118 為此元件之光電流圖，從圖中可看出當蝕刻深度 (d) 增加時，

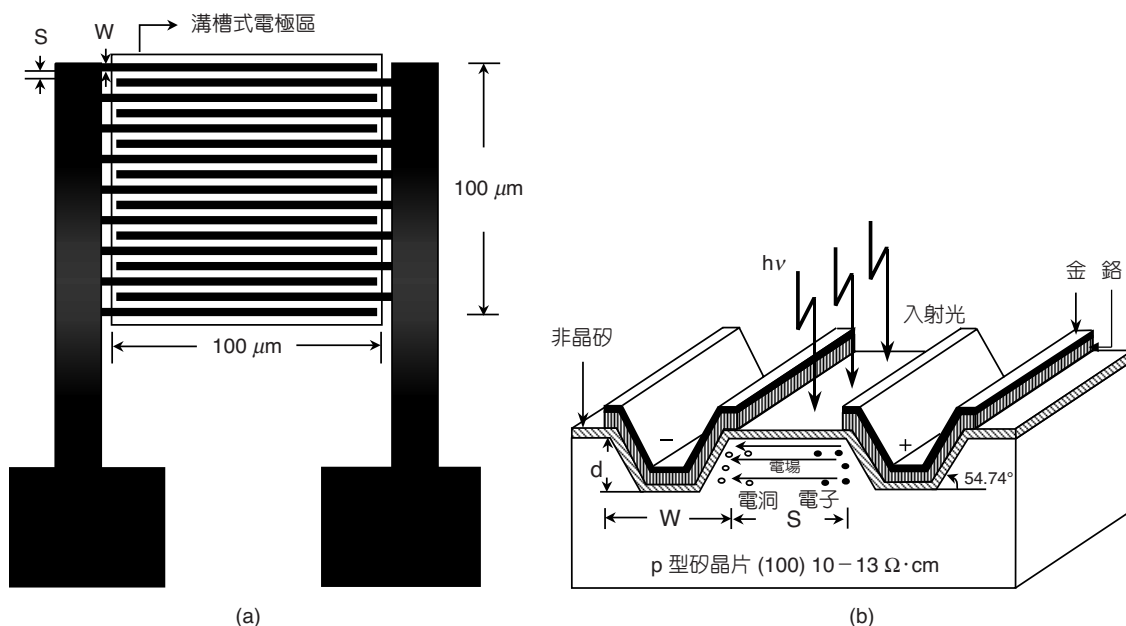
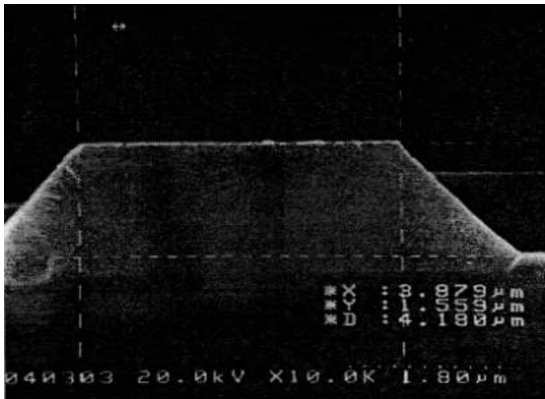
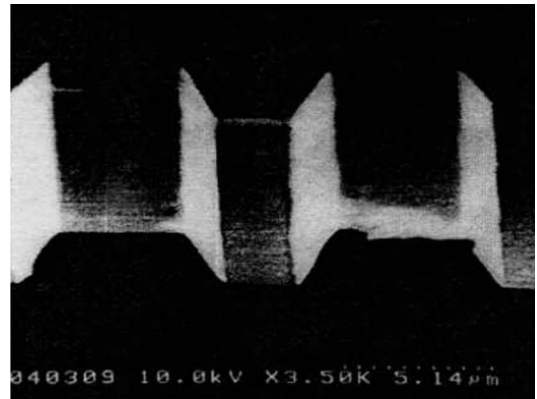


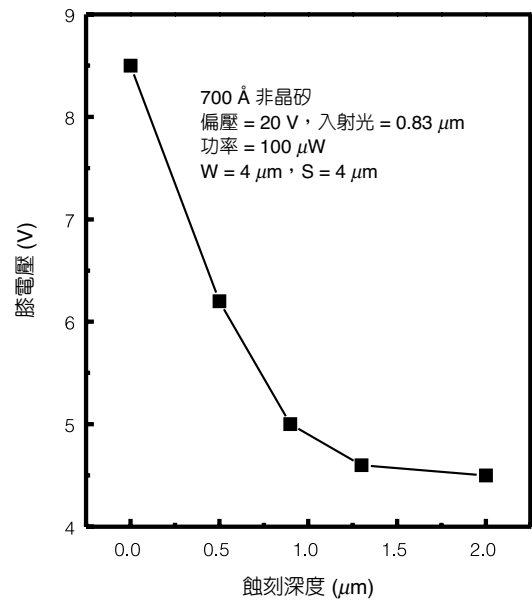
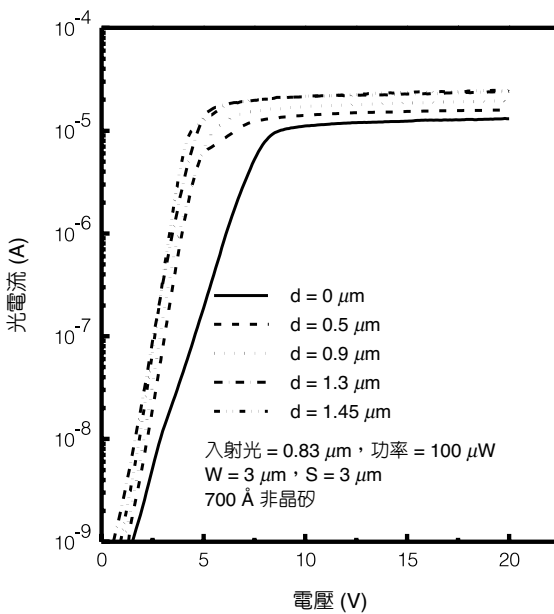
圖 7.116 (a) 平面交指式金屬—半導體—金屬光感測器之俯視結構圖⁽¹³⁷⁻¹³⁹⁾，(b) 平面交指式金屬—半導體—金屬光感測器之側視結構圖⁽¹³⁷⁻¹³⁹⁾。



(a)



(b)

圖 7.117 溝槽狀電極之 SEM 圖：(a) 側視圖，(b) 俯視圖⁽¹³⁷⁻¹³⁹⁾。圖 7.118 各種不同蝕刻深度元件之光電流圖⁽¹³⁷⁻¹³⁹⁾。 圖 7.119 各種不同蝕刻深度元件之膝電壓圖⁽¹³⁷⁻¹³⁹⁾。

元件的光電流明顯增加，此現象的原因為較深的吸光區內仍有側向電場收集光生載子。由於入射光波長 (830 nm) 較長，光可穿透到吸光材料內較深的地方，光生載子也會在較深的吸光區內產生，因此適度增加溝槽深度可顯著提升元件的光電流。圖 7.119 為元件膝電壓 (knee voltage) 和蝕刻深度的關係圖，元件膝電壓定義為元件光電流剛進入飽和區時所對應的轉折處電壓。從此圖可看出蝕刻深度越深膝電壓會明顯降低，此現象顯示增加溝槽式電

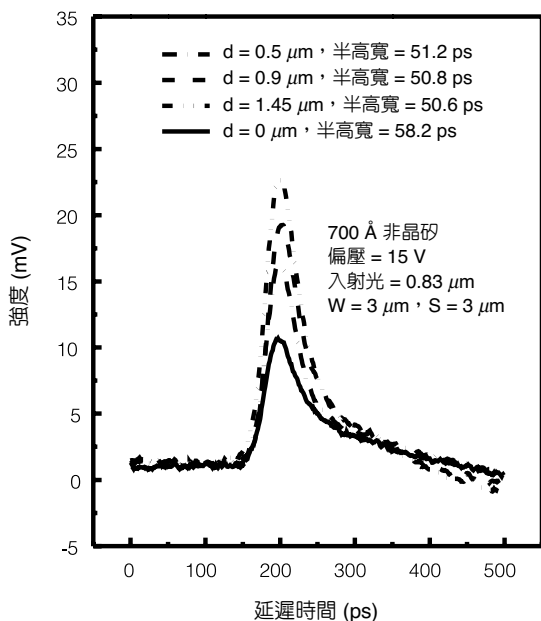


圖 7.120 各種不同蝕刻深度元件之暫態響應圖

(137-139)。

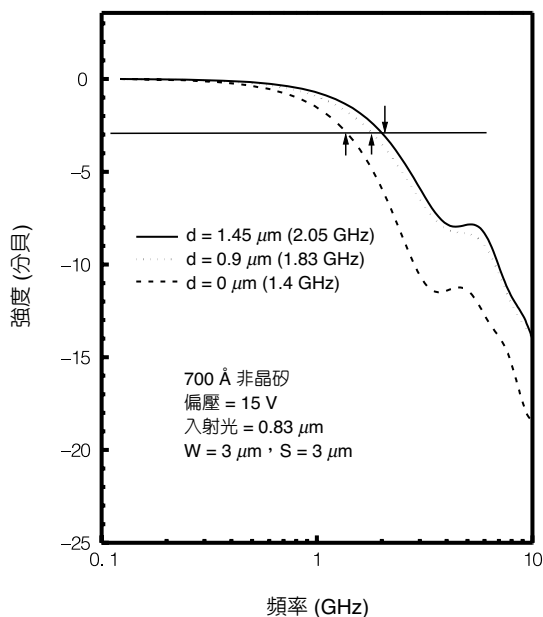


圖 7.121 各種不同蝕刻深度元件之 3 dB 頻寬

(137-139)。

極深度可更有效收集吸光區內的光生載子。圖 7.120 為元件之暫態響應圖，由此圖可知當蝕刻深度增加時，由於光生載子更有效地被收集，因此元件的暫態響應半高寬會縮短。例如，當蝕刻深度由 0 增加到 $1.45 \mu\text{m}$ 時，元件之暫態響應半高寬由 58.2 ps 降至 50.6 ps，而使元件可操作頻寬大幅增加，如圖 7.121 所示，其 3 dB 頻寬可由 1.4 GHz 顯著提升至 2.05 GHz。

(2) 範例二

圖 7.122 為一具有分布式布拉格反射鏡之共振腔強化 (resonant-cavity-enhanced, RCE) 光感測器⁽¹²⁹⁾。其吸光層為矽和矽化鎳之量子井堆疊，這些吸光區材料具有非直接能隙且吸收係數較低，因此本元件採用矽與二氧化矽疊堆層作為分布式布拉格反射鏡，以提高某一波段的光在吸光層內的吸收量。此光感測器的基本架構為一個 $p-i-n$ 光二極體，在反向偏壓下操作時，吸光區 i 層內有較高的電場，因此由光照射所產生的光生載子可被 p 和 n 兩處的電極收集而產生光電流。本元件未照光時之順反偏電流電壓特性顯示此元件在反偏下操作時有相當平穩的暗電流，其崩潰電壓約為 -30 V ，崩潰電壓愈大元件可操作的電壓範圍愈廣，而施加較大的反向偏壓可得到較好的元件響應度，因吸光區內的電場會加大。同時由於此元件採用分布式布拉格反射鏡，元件對 $1.3 \mu\text{m}$ 的入射光有相當高的響應度，約為 18.9 mA/W 。

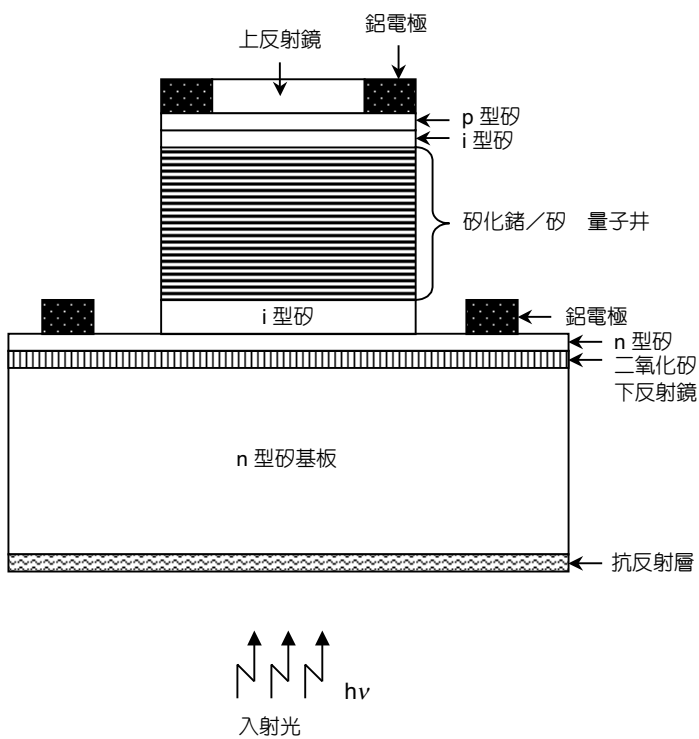


圖 7.122

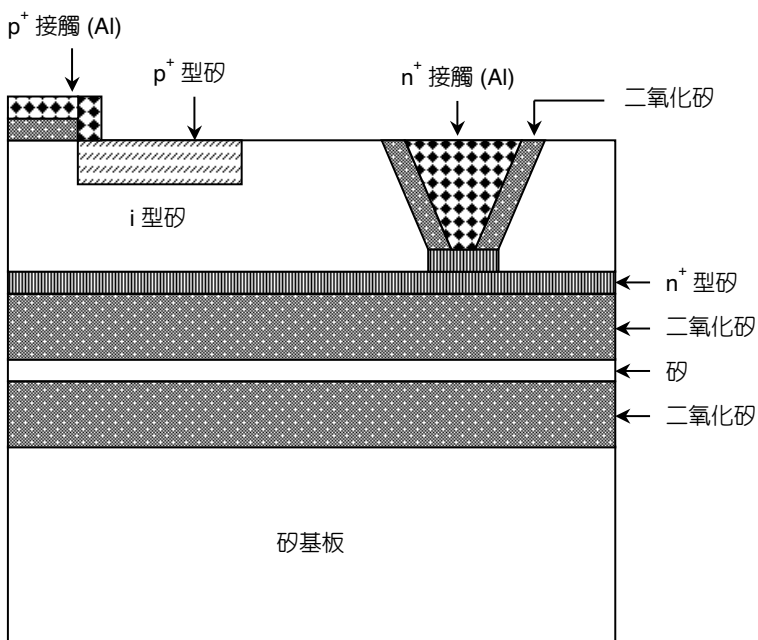
含 DBR 之 $p-i-n$ 結構光感測器⁽¹²⁹⁾。

圖 7.123

含 DBR 之 $p-i-n$ 結構光感測器⁽¹³³⁾。

(3) 範例三

圖 7.123 為一具有下層分布式布拉格反射鏡之 $p-i-n$ 結構光感測器⁽¹³³⁾，其下半部的矽與二氧化矽反射鏡是利用晶圓接合 (wafer bonding) 的技術製作。此元件的分布式布拉格反射鏡在 800 到 900 nm 光波段具有相當高的反射率 ($> 90\%$)，因此可提高元件吸光層對入射光的吸收量，而此波段光源可應用於短距離光纖通訊系統。此元件在半高寬為 1.6 ps 的入射光照射下所得到的暫態響應之半高寬為 29 ps (以直徑 30 μm 之圓形元件為例)，因此適用於 10 Gbit/s 的傳輸系統。

7.5.2 粒子感測器

粒子感測器的主要功能是檢測粒子的數量、位置甚至於動量與運動軌跡等等。現今粒子偵測器的應用可大致分為兩類，第一類是應用於瞭解空氣中除了基本成分之外的懸浮粒狀物質 (particulate matters) 之組成，粒狀物質是由燃料燃燒及工業生產過程所產生之微粒物的通稱，例如懸浮微粒、落塵、金屬煙煙及其化合物、黑煙、酸霧、油煙等等，此類的粒子感測器大部分應用於空氣污染檢測或火警偵測儀器。另一類則廣泛應用於天體學之研究及偵測環境中所存在之輻射，例如閃爍計數器 (scintillation counter) 或蓋格－彌勒計數器 (Geiger-Muller counter) 等放射能的測定器，可用來探勘放射性礦物的礦床。

來自天體的輻射主要有高能粒子流、微中子流與電磁輻射等，每一種輻射都攜帶有關天體的一些訊息，所以偵測研究這些輻射，能獲得天體狀態的資訊，其相關的各種感測器也應運而生。

(1) 高能粒子流

天體所發出的高能粒子流主要包含電子、質子、 α 粒子 (氦原子核) 等，這些粒子帶有電荷且運動速度很快。

(2) 微中子流

多數天體會產生大量的微中子流，微中子另稱微子或中微子，是一種以光速 (或近光速) 行進的中性基本粒子。微中子是不帶電且靜止質量為零或很小的基本粒子。它和一般物質的相互作用非常弱，除特殊情況外，在恆星內部產生的微中子能夠不受阻礙地跑出恆星表面，因此探測來自恆星內部的微中子可以獲得有關恆星內部的信息。早期的研究集中在太陽，太陽的能源主要來自內部質子之間的反應，因而會產生大量的微中子。超新星爆發時和宇宙中其他的物理過程也會產生大量的微中子。它很少與物質互相作用，穿透力極強，可以很輕易地由天體的核心跑出來。天文學家已建構微中子感測器，來萃取這部分的訊息。

(3) 電磁輻射

數千年來，人類主要靠肉眼可見的星光來觀測遙不可及的天體與天象。可見光僅是電磁輻射 (或稱電磁波) 波段一個極小的部份，現代的天文學家為了窮究天象，早已使用全部電磁輻射的波段。由天體發出的電磁輻射，可視為廣義的「星光」。

7.5.2.1 一般粒子感測器

最常見的粒子感測器有光電式感測器 (photoelectric detector) 與游離式感測器 (ionization detector) 兩種。

(1) 光電式粒子感測器⁽¹⁴³⁾

其原理乃利用感測器內部一端發出光束，另一端則有光感測器偵測此光束的光量。當空氣中的漂浮粒子或煙霧過多時，會遮斷光束，光感測器所偵測到的光量會下降。由光感測器所測得之光量的大小，可判定火災的發生與否，或空氣污染的程度。

(2) 游離式粒子感測器⁽¹⁴⁴⁾

其內部有一小空腔，此空腔內含有放射性元素 (一般為約五毫克的銻-241) 可輻射 α 粒子，將空腔內空氣中的氧及氮原子游離成帶電離子，這些帶電離子與游離出的電子受正負金屬電極板靜電力吸引，分別向正負極移動，產生微弱的電流；當微小粒子進入空腔時，會使空腔中空氣的電阻變大，電流減小，藉由偵測電流減小的程度可換算出微小粒子的多寡。

7.5.2.2 高能粒子感測器

高能粒子包含帶電的質子、電子、 α 粒子及不帶電的微中子等，目前運用於偵測環境中或天體輻射之高能粒子感測器包含蓋格計數器 (Geiger counter)、雲霧室 (cloud chamber)、閃爍計數器、氣泡室 (bubble chamber) 及固態粒子感測器 (solid-state particle detector) 等。

(1) 蓋格計數器⁽¹⁴⁵⁾

或稱蓋格-彌勒計數器 (Geiger-Muller counter)，俗稱 G-M 計數器，簡稱蓋格管 (Geiger tube)。在 1928 年由蓋格和彌勒所提出，其基本結構包含兩個電極，中空的金屬圓柱為外電極 (負極)，位於圓柱中心軸的細金屬導線為內電極 (正極)，兩電極相互絕緣。兩電極間充滿不易形成負離子的氣體，一般為鈍氣 (noble gases)，如氦氣 (helium) 或氬氣 (argon)。在正負電極間加適量之電位差，使金屬導線之電位高於金屬圓柱，但仍不足以使氣體離子化。當高能粒子進入圓柱內，會使氣體游離，游離所產生之電子會被帶正電之導線所吸引，並

且對著導線方向加速前進，此電子會與其他氣體原子碰撞，並且撞擊出更多的電子。如此依序產生更多之電子，進而發生崩潰 (avalanche) 現象，此時正極之金屬導線可收到一極短的脈衝電流，經由外接至適當的放大裝置，推動計數器而精確推算出高能粒子之數目。蓋格管可偵測多種放線性粒子，包括 α 、 β 等粒子及間接游離出的 γ 與 X 射線。因輸出訊號較大，所以只需一極放大器的配合即足夠，且構造簡單，故價格較為低廉。

(2) 雲霧室⁽¹⁴⁶⁾

1912 年由威爾森 (Wilson) 所發明，主要由一中空之玻璃圓柱體所構成，內含有水或酒精蒸氣，頂端覆蓋玻璃視窗，下有一活塞，可調節圓柱內氣體之氣壓。當高能粒子貫穿圓柱體時，沿著軌跡可使蒸氣游離化。若將活塞下拉，圓柱內溫度急遽下降，使感測器內部蒸氣變成過飽和，此時，微小液滴會沿著離子軌跡形成雲霧狀的徑跡，這情形就像噴射機在天空中留下的冰晶軌跡一樣。1932 年時，安得森 (Anderson) 利用威爾森雲霧室從宇宙射線中找到正電子 (第一個被找到的反粒子)。

(3) 閃爍計數器⁽¹⁴⁷⁾

主要是由閃爍器與光電倍增管 (photomultiplier tube, PMT) 所構成。閃爍器通常使用硫化鋅 (ZnS) 晶體、碘化鈉 (NaI) 晶體或有機磷光分子溶液，作為磷光體。當輻射高能粒子傳遞能量給磷光體時，磷光體受激後會釋出螢光，再藉由鄰近之光陰極捕獲後，經光電倍增管轉為電訊號並放大成為計數輻射高能粒子之依據。由於閃爍計數器可感測穿透力極弱的 β 粒子，因此廣泛應用於生物、醫學及環境科學等方面的研究。

(4) 氣泡室⁽¹⁴⁸⁾

氣泡室在 1952 年由葛萊瑟 (Glaser) 發明，其原理是於容器中盛以液體，當高速粒子在液體中行進時，液體會沸騰而產生一連串的氣泡，所使用的液體一般為液態氫。氣泡室得到的訊號會比雲霧室強，因液體遠比氣體濃稠，可以發生較多的原子碰撞，此外，氣泡室可使帶電粒子偏轉，可用來進一步瞭解這些高速粒子的性質。

7.5.2.3 固態粒子感測器

在早期 80 年代高能物理實驗主要以氣體粒子感測器為主，但隨者半導體工業技術的蓬勃發展，固態粒子感測器已經成為高能粒子感測器的主流。其原因主要有二：

- ① 在固態粒子感測器中，高能粒子只需損失約 3 eV 的能量即可碰撞產生一對電子—電洞對 (electron-hole pair)，但在氣體粒子感測器卻需要約 30 eV 的能量才能產生一對電子—電洞對，因此利用固態粒子感測器可以獲得較大且較多的統計數據。
- ② 由於固態粒子感測器所使用的半導體材料的密度遠比氣體粒子感測器中的氣體密度高出

許多，對高能粒子的停止能力 (stopping power) 比氣體高出約 10^3 倍，因此高能粒子在半導體材料中經由與原子核的反應而轉移能量，可以產生大量的電子－電洞對，造成較高的能量解析度 (energy resolution)。一個 1 MeV 的質子在固態粒子感測器中因碰撞而停止可產生 300,000 對電子－電洞對。然而，相同的質子經過同樣大小比例的氣體粒子感測器則僅可產生約 30 對電子－電洞對。

固態粒子感測器主要是跟隨著半導體技術而發展的，其主要材料是以矽和鍺為主。矽較鍺更適合作為粒子感測器的材料，原因主要是矽的能隙 (1.2 eV) 比鍺 (0.7 eV) 高，在偵測高能粒子時，受到溫度擾動之影響較小。目前，固態粒子感測器中具有較高解析度的結構主要有三類：矽漂移腔感測器 (silicon drift chamber, SDC)、電荷耦合元件 (charge-coupled device, CCD)、矽微條感測器 (silicon microstrip detector, SMD 或 silicon strip detector, SSD)⁽¹⁴⁹⁻¹⁵⁵⁾。

(1) 矽漂移腔感測器

矽漂移腔感測器主要結構如圖 7.124 所示^(149,150)，以 n 型矽晶片為基材，上下兩面製作相互平行且作為整流用途之長條形 p^+-n 接面，在上面一側，則製作塊狀 n^+ 型區域作為正極接點，並外接至訊號放大器。當操作電壓為反偏時，上下 p^+-n 接面的空乏區會變寬，若電壓持續增加，則空乏區深度隨之增加，直到上下空乏區相遇為止。此時，若有高能粒子射入，則會在整個基材中產生大量的電子－電洞對，電子會由 n^+ 型區塊收集，再經由放大器放大訊號後讀出，讀出訊號之大小可對應到入射粒子所帶的能量，且利用讀出訊號和時間的對應關係可推論出入射粒子在 y 軸方向的位置，再者根據 S_1 、 S_2 、 S_3 及 S_4 訊號的大小，則可判定入射粒子在 z 軸方向的位置。但由於載子移動度 (carrier mobility)⁽¹⁵⁶⁾：

$$\mu = \left(\frac{1}{\mu_L} + \frac{1}{\mu_I} \right)^{-1} \quad (7.89)$$

其中 μ_L 是受聲子散射 (phonon scattering) 影響的載子移動度：

$$\mu_L = \frac{(8\pi)^{1/2} q \hbar^4 C_{11}}{3E_{ds} (m^*)^{5/2} (kT)^{3/2}} \propto (m^*)^{-5/2} (T)^{-3/2} \quad (7.90)$$

μ_I 則是受摻雜離子散射 (scattering of ionized impurities) 影響的載子移動度：

$$\mu_I = \frac{64(\pi)^{1/2} \epsilon_s^2 (2kT)^{3/2}}{N_I q^3 (m^*)^{1/2}} \left\{ \ln \left[1 + \left(\frac{12\pi \epsilon_s kT}{q^2 N_I^{1/3}} \right)^2 \right] \right\}^{-1} \propto (m^*)^{-1/2} N_I^{-1} T^{3/2} \quad (7.91)$$

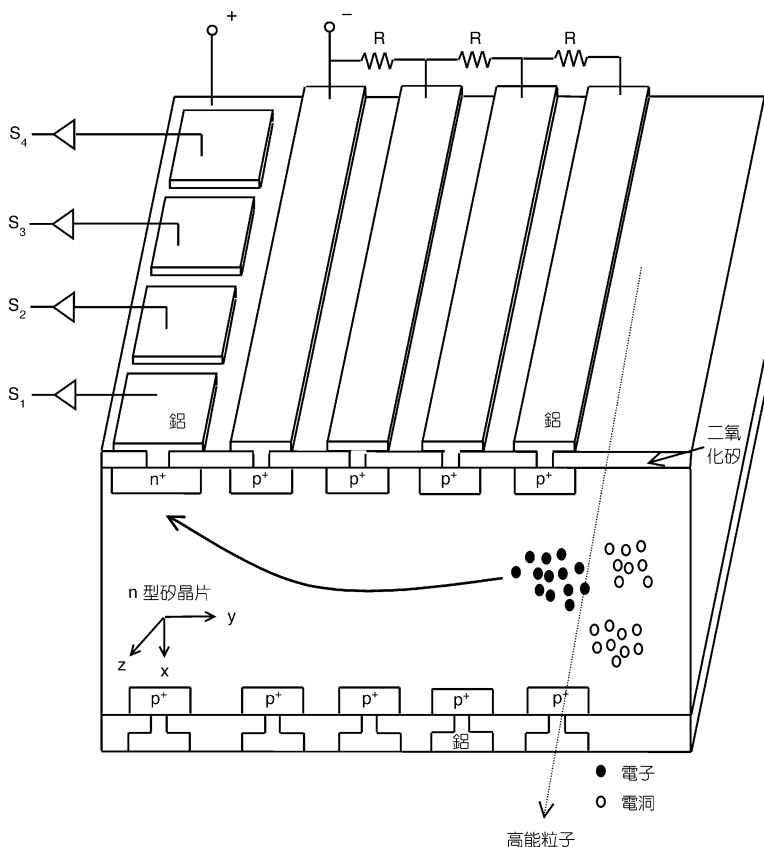


圖 7.124

矽漂移腔感測器之示意圖

(149,150)。

C_{11} 為半導體中縱向的平均彈性係數， E_{ds} 是在晶格中每單位鍵結長度之位移， m^* 是導電率中的有效質量， N_t 是游離的摻雜濃度 (dopant concentration)， ϵ_s 為介電常數。

根據上述式子，可以得到載子的移動度和溫度及摻雜濃度有相當大的關係。因此，矽漂移腔感測器必須使用摻雜濃度非常均勻的基材且在穩定的溫度環境下方可適用。

(2) 電荷耦合元件

自從 1969 年，Boyle 和 Smith 兩人在貝爾實驗室提出以 MOS 電容的陣列所做的電荷耦合元件結構，電荷耦合元件已被廣泛的研究與應用。其應用範圍包含了記憶體 (memory)、各種邏輯函數 (logic functions)、訊號處理 (signal processing) 和成像 (imaging)。

電荷耦合元件應用於粒子感測器時最常用的元件結構如圖 7.125 所示，此結構又稱為完全空乏接面電荷耦合元件 (fully-depleted junction charge-coupled devices, FDJ CCDs)⁽¹⁵¹⁾。它和矽漂移腔的結構非常相似，其相異處在於電子位能最低處 (potential minimum, PM) 可由平行的 p^+ 型長條區域提供不同電壓而加以控制。適當地控制時序訊號電壓 V_1 、 V_2 及 V_3 ，可使訊號載子逐漸平移至訊號讀出端。

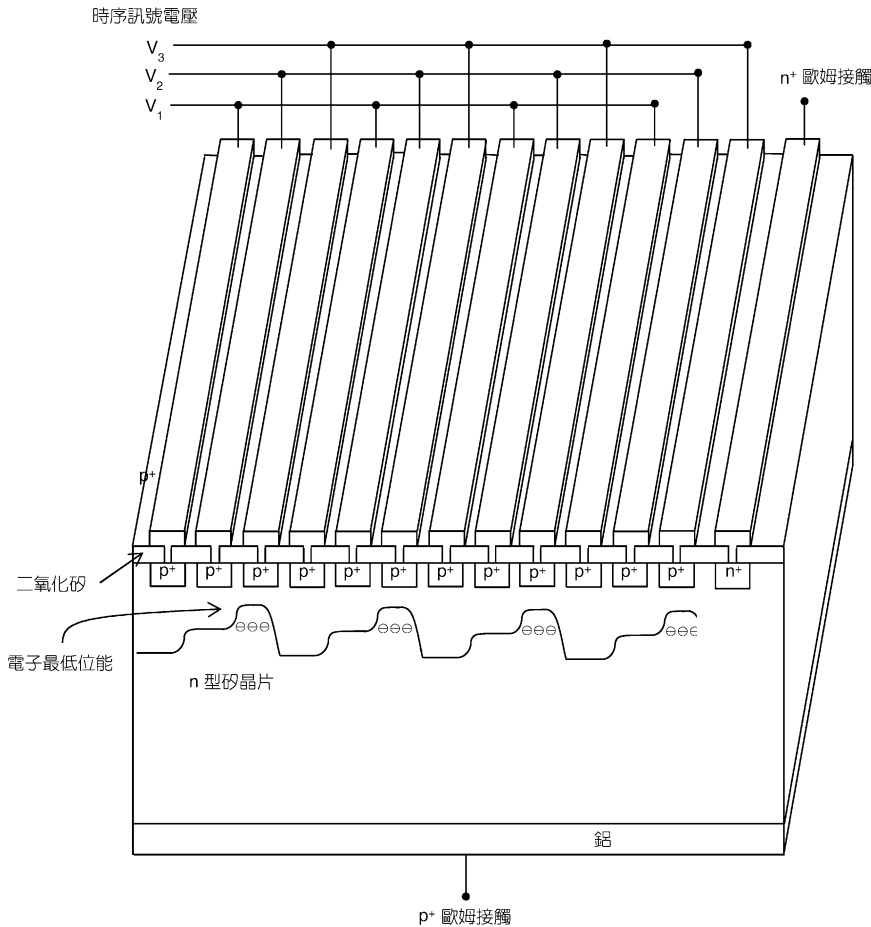


圖 7.125
完全空乏界面電荷
耦合元件之示意圖
(151)。

如果將電荷耦合元件製成矩陣形式，如圖 7.126 所示⁽¹⁵²⁾，則只要適當地控制縱向及橫向的時序訊號電壓，就可從讀出的訊號中將入射粒子的位置和能量完全解析出來，因此電荷耦合元件最大的優點為其精密度和二維的解析度最高，但此感測器有一嚴重缺點，就是需要很長的訊號判讀時間。所以在快速事件發生率的實驗中，此感測器就不適用。一般而言，所需的讀取時間 (或是反應時間)，電荷耦合元件約為 40 ms，矽漂移腔約為 2 μ s，而接下來要介紹的矽微條感測器則僅需 10 ns；因此就反應速度而言，矽微條感測器是最好的選擇。

(3) 矽微條感測器

矽微條感測器的結構如圖 7.127 所示^(153,154)，主要是由 $p-i-n$ 結構所組成的感測器。利用 $i(n^-)$ 型基材，在上面製作 p^+ 型之長條，且在其上面氧化層蝕刻出接觸窗後，接著鍍上金屬。基材另一面則製作 n^+ 型層。它的操作原理是利用足夠的反偏電壓將基材完全空乏，當

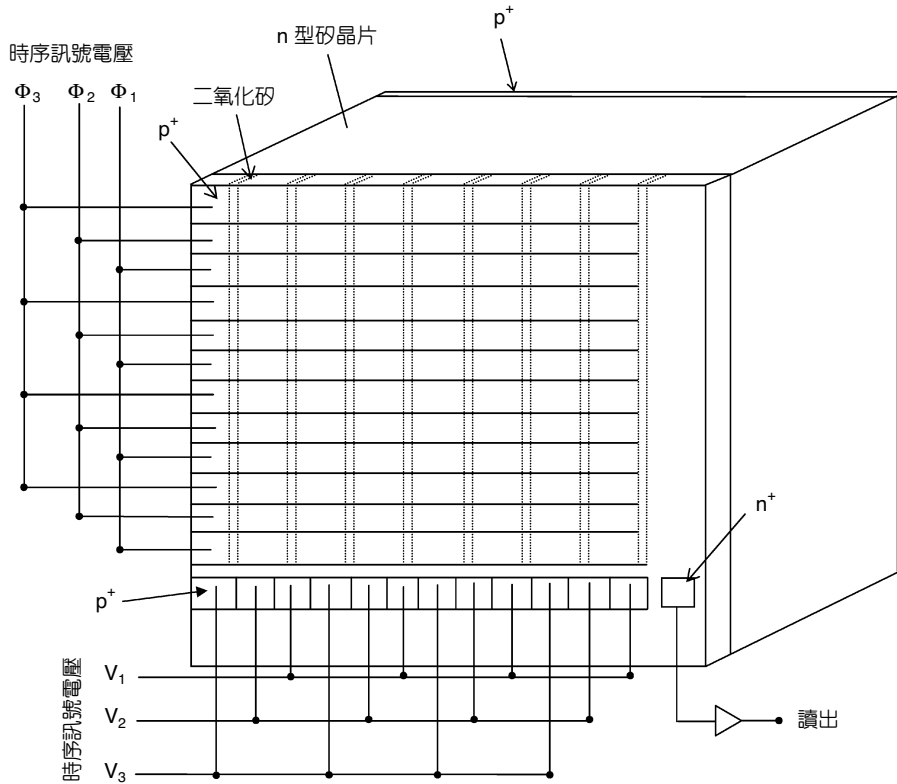


圖 7.126
具二維解析能力之電荷耦合元件⁽¹⁵²⁾。

高能粒子入射至感測器時，會因碰撞而產生許多電子－電洞對，電子會由加正電壓的 n^+ 型層收集，電洞則由加負電壓的 p^+ 型長條接收。這種矽微條感測器在一維空間具有約 5 微米的解析度。且由於可另加一個電容器於訊號輸出端 (p^+ 型長條) 形成 AC 耦合，因此可以將一些來自基材的 DC 漏電流隔離，使感測器的訊雜比 (SNR) 增加。

如果將感測器製作成如圖 7.128 所示⁽¹⁵⁵⁾，把 p^+ 與 n^+ 型區皆製作成長條形，且 p^+ 與 n^+ 型之長條互相垂直，如此便可得到二維空間的粒子感測器。只是在製作上，由於晶片兩面都有製程，所以製作成本將會提高許多，且由於製作其中一面時另一面容易被刮傷，所以感測器的良率會明顯下降。

欲提升此感測器的訊雜比，可致力於降低元件的漏電流^(153,154,157-159)。首先是去疵 (gettering) 方法的研究。在比較九種去疵製程後，發現採用本質去疵 (intrinsic gettering) 技術，結合在晶片背面利用化學氣相沉積複晶矽及氮化矽層的外質去疵 (extrinsic gettering) 技術，可以獲得最低的元件漏電流。從量測不同的 pn 接面測試結構 (pn -junction test structure)，我們也發現元件漏電流主要是來自接面側邊的漏電流，因此，可嘗試使用傳統積體電路製程中的 LOCOS 隔離技術來避免側邊的漏電流，但是由於所用的氮化矽層的應力太高，因此效果並不顯著。利用缺陷蝕刻 (defect etch) 分析，發現這些漏電流是離子植入時

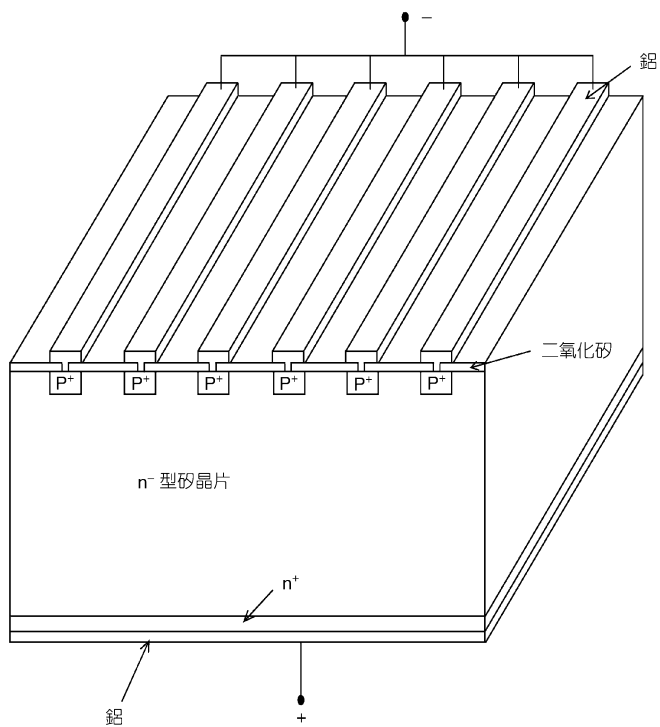


圖 7.127
矽微條感測器之示意圖^(153,154)。

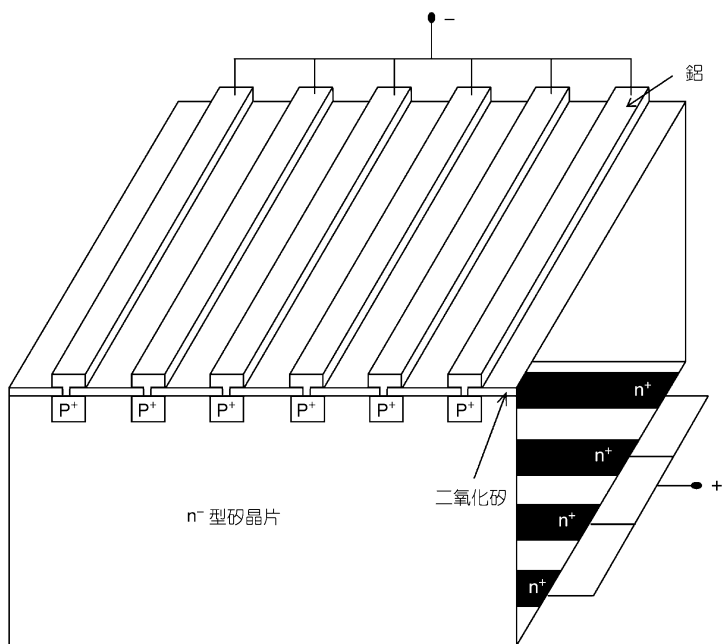


圖 7.128
兩面結構之矽微條感測器⁽¹⁵⁵⁾。

所造成的缺陷引起的；所以，我們曾提出以硼固態源 (boron solid-source) 來取代 p^+ 型矽微條離子植入 (p^+ -strip implantation)，可得到明顯的改善。然而，為了避免硼固態源中鐵離子的污染，回到離子植入的方法，成功地開發出高溫回火 (annealing) 的技術及採用高質量高劑量的離子植入來降低感測器的漏電流。

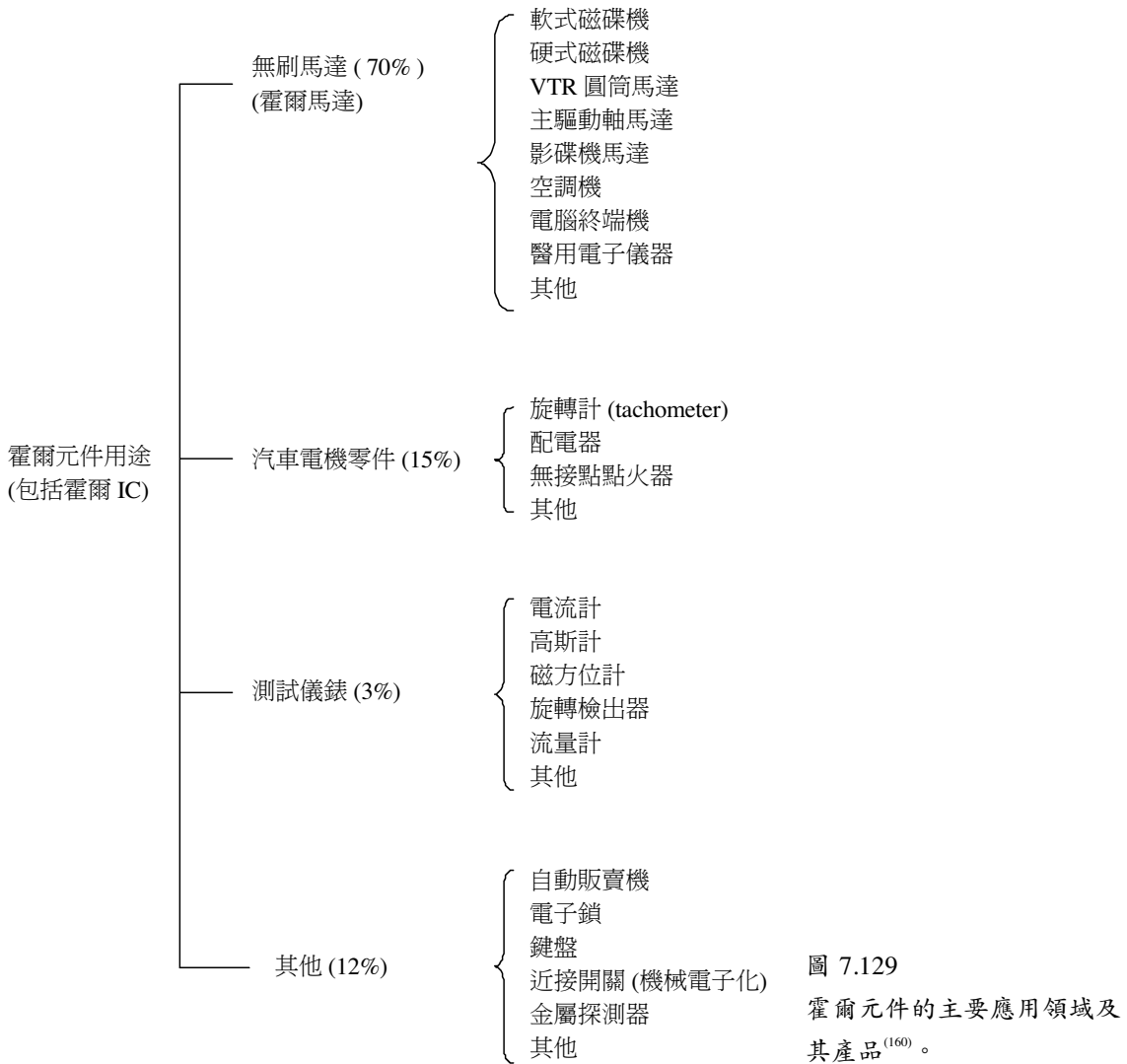
7.5.3 磁場感測器

霍爾 (Hall) 磁場感測元件已廣泛應用於諸如磁碟機、影碟機、空調機、電腦終端機、鍵盤及汽車等日常用品中，其對於人類生活之影響日益重要。因此在本文中將對霍爾感測器，由其基本原理出發到近十年來的發展，做一梗概性的介紹，以期一些對霍爾感測器不熟悉的讀者能在最短的時間內一窺全貌，並掌握其設計理念。首先我們介紹霍爾效應 (Hall effect) 的現象，找出影響感測靈敏度的因素，並進而提出改善感測靈敏度的方法。除了一維霍爾感測器外，也將介紹二維及三維霍爾感測器，並討論如何利用微機電 (MEMS) 的技術及半導體積體電路製程中的溝槽 (trench) 技術，來提升二維及三維霍爾感測器的性能。

7.5.3.1 導論

自從霍爾發現霍爾效應 (Hall effect) 現象以來，人類研究霍爾元件已約有二百多年的歷史。因此霍爾元件也從純學理探討的象牙塔中走出來，而步入人們的日常生活中，例如磁碟機、影碟機、空調機、電腦終端機、鍵盤及汽車內，均可見其蹤跡。圖 7.129 列出霍爾元件的主要應用領域及其產品⁽¹⁶⁰⁾。隨著積體電路 (integrated circuit, IC) 的發展及興盛，將感測元件與電路一併整合製作於半導體基板上之積體化感測器 (integrated sensor) 的想法亦成為主流概念。這種積體化感測器由於與計算功能強大之積體電路結合，常展現出一般感測器所達不到的性能，故有時亦稱為智慧型感測器 (smart sensor)。將霍爾感測元件及其讀出電路整合於單一晶片上而製出的商品，通常叫霍爾積體電路 (Hall IC)。事實上美日各大公司，如 Honeywell、Siemens、Sprague Electric、TI、東芝、松下、三洋、Sharp、旭化成及 Pioneer 都已有霍爾感測元件及 IC 在出售。本文將只把焦點集中於霍爾感測元件之介紹。但由於 Hall IC 之成功，故在討論霍爾感測元件時，仍須注意其與 IC 製程之相容性。

一般用來製作霍爾感測元件的材料有矽、砷化鎵及銻化銻，其性能之比較可用一些指標來評價，例如靈敏度、溫度係數及線性度。一般用矽做成的霍爾感測元件，其靈敏度約為幾十 V/AT (volt/ampere tesla) 左右，用砷化鎵做成的霍爾感測元件可達幾百 V/AT 左右，而銻化銻的靈敏度則約為砷化鎵的幾倍左右。但最近亦有利用砷化鋁鎵／砷化鎵異質結構所產生的二維電子氣來製作霍爾感測元件，而達成了靈敏度約為上千 V/AT 左右的成果^(161,162)。在溫度係數及線性度這些方面的表現，矽質霍爾感測元件亦劣於砷化鎵霍爾感測元件。然而矽質霍爾感測元件並未被市場所淘汰，這是因為其有與感測元件整合在一起且功



能強大的積體電路來彌補其先天之不足。銻化銮雖在靈敏度方面比砷化鎵略勝一籌，但在溫度係數及線性度方面則均不如。因此三種材料之霍爾感測元件均有所長。在性能要求不高的應用方面，低價的矽霍爾元件及 IC 最適宜。需要高靈敏度但不太計較溫度係數及線性度時，則使用銻化銮最佳。若在乎溫度係數、耐高溫性及線性度，並要求相當之靈敏度，此時砷化鎵則為不二之選擇。砷化鎵之低溫度係數肇因於其高能隙 (band gap, 1.42 eV，相較於矽之 1.1 eV 及銻化銮之 0.3 eV)，而銻化銮之高靈敏度則源自於其高電子移動度 (mobility)。關於後者以及哪些因素影響靈敏度，將於後文中再解釋。

圖 7.129 所列多為一維之應用。但在有些應用方面，需知磁場之指向，因此單一方位的量測已不能滿足需求，從而二維及三維霍爾感測器也就應運而生^(164,165)。然而二維及三維霍

爾感測器若欲與 IC 整合製作在同一晶片上，則其靈敏度通常變得很差。因而提升二維及三維霍爾感測器之技術—如微機電 (MEMS) 的技術及半導體積體電路製程中的溝槽技術—也相繼被提出來⁽¹⁶⁸⁾。

7.5.3.2 霍爾感測原理

(1) 霍爾效應

半導體磁感測器的原理，來自於羅倫茲力 (Lorentz force) 對半導體內部的帶電載子所造成的電磁效應，此效應稱之為霍爾效應，即由羅倫茲力產生同時與磁場方向和原電流方向垂直的電場，此電場所造成的電位差稱之為霍爾電壓 (Hall voltage)。

考慮一個 n 型半導體物質，寬度為 w ，高度為 t ，如圖 7.130 所示，我們在 z 軸方向外加一個均勻的磁場 $\mathbf{B}$ ，

$$\mathbf{B} = a_z B_0 \quad (7.92)$$

此半導體本身在 y 軸方向有均勻的電流流過，電流密度為

$$\mathbf{J} = a_y J_0 = nq\mathbf{u} \quad (7.93)$$

n 為半導體中每單位體積的載子數， $\mathbf{u} = -a_y u_0$ 為電荷在 y 方向移動的速度， q 為每個載子所帶有的電荷量。由羅倫茲磁力公式

$$\mathbf{F} = q\mathbf{u} \times \mathbf{B} \quad (7.94)$$

可知，載子會受到一個同時垂直於磁場 ($\mathbf{B}$) 和速度 ($\mathbf{u}$) 方向的磁力 ($\mathbf{F}$)。

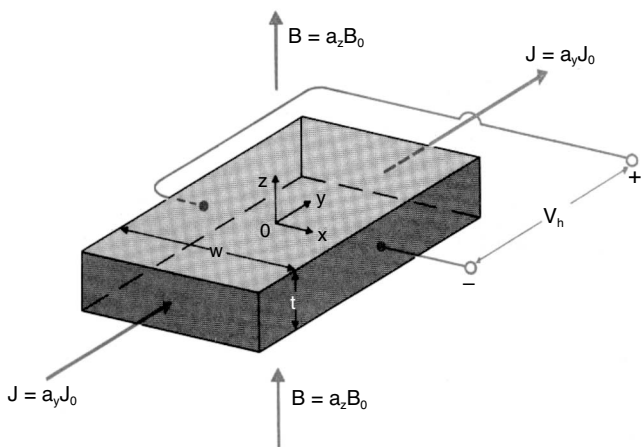


圖 7.130
霍爾原理圖。

因為此材料為 n 型半導體，那麼載子就是電子， $q = -e$ 為負，其中 e 為一個電子所帶電量，即 1.6×10^{-19} 庫倫。磁力會使電子往 x 軸 (見圖 7.130) 的正方向移動，產生一個抑制電子移轉的電場 (E_h)，方向也指向 x 軸的正方向，這個現象持續下去，使得 x 軸方向的電場繼續增強，增強到一定的程度之後，會使得電子停止向 x 軸正方向漂移，此時電子在 x 軸方向所受的合力 ($\mathbf{F}_t$) 為零即

$$\begin{aligned}\mathbf{F}_t &= 0 \\ \Rightarrow q\mathbf{E}_H + q\mathbf{u} \times \mathbf{B} &= 0 \\ \Rightarrow \mathbf{E}_H &= -\mathbf{u} \times \mathbf{B}\end{aligned}\tag{7.95}$$

這就是所謂霍爾效應， $\mathbf{E}_H$ 則被稱為霍爾電場 (Hall field)。對一般導體和 n 型半導體而言：

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_H &= -(-\mathbf{a}_y u_0) \times \mathbf{a}_z B_0 \\ &= \mathbf{a}_x u_0 B_0\end{aligned}\tag{7.96}$$

所以我們可以得到半導體在 x 軸方向的電位差為

$$V_H = \int_0^w E_H dx = \mathbf{E}_H \cdot w \mathbf{a}_x\tag{7.97}$$

V_H 即為前述的霍爾電壓。另外霍爾電場亦可寫成

$$\begin{aligned}E_H &= u_0 \cdot B_0 \\ &= \frac{1}{ne} \cdot J_0 \cdot B_0\end{aligned}\tag{7.98}$$

若考慮電子散射效應，則公式 (7.98) 應改為下式

$$E_H = \frac{r_H}{ne} \cdot J \cdot B = R_H \cdot J \cdot B\tag{7.99}$$

其中 r_H 為考慮電子散射所增添之因子，稱為霍爾散射係數，與電子移動度有關，一般而言，電子移動度越大其值越大。 R_H 稱為霍爾係數 (Hall coefficient)，其定義為

$$R_H \equiv \frac{r_H}{ne} \quad (7.100)$$

而由公式 (7.99) 知霍爾係數與溫度、摻雜的濃度及電子移動度有關。載子濃度愈小則霍爾係數 R_H 愈大，相對的 E_H 也會愈大，霍爾電壓也會愈明顯，這就是為什麼磁感測器多用半導體做為材料，而不用導體做為材料。

設 E 為電流方向的電場，則 $J_0 = neu_0 = ne\mu E$ ，其中 μ 為半導體中電子的移動度。我們可定義一常用之物理量－霍爾角 (Hall angle, θ_H)：

$$\tan \theta_H = \frac{E_H}{E} = r_H \mu \cdot B = \sigma R_H B \quad (7.101)$$

其中 $\sigma = ne\mu$ 稱為導電度。由公式 (7.101) 中我們也可發現載子的移動度 (mobility) 愈高，霍爾角 (θ_H) 就愈大。

(2) 靈敏度

公式 (7.97) 若考慮霍爾元件幾何尺寸的影響，並代入公式 (7.99)，霍爾電壓可重新整理為下式：

$$\begin{aligned} V_H &= G \cdot R_H \cdot J \cdot B \cdot w \\ &= G \cdot \frac{R_H}{t} \cdot I \cdot B \end{aligned} \quad (7.102)$$

其中 G 為幾何因子，與霍爾感測器之幾何形狀有關，將於下文中討論。由方程式 (7.102) 可以知道，電流或磁場越大霍爾電壓也就越大。為了公平的比較個別霍爾感測器之性能，我們必須把霍爾電壓除以電流及磁場後來比較，這就是所謂的靈敏度。根據上述的定義，霍爾靈敏度 (Hall sensitivity, S) 為

$$S = G \frac{R_H}{t} = \frac{r_H \cdot G}{net} \quad (7.103)$$

因為 R_H 與移動度成正比 (由於 r_H 之關係)，故由公式 (7.103) 知半導體移動度 (mobility) 愈高，就會使靈敏度愈大。這就解釋了我們在導論中所提及為什麼銻化銾之霍爾靈敏度大於砷化銻而砷化銻又大於矽，也解釋了為什麼使用高電子移動度結構之霍爾元件會得到最高的靈敏度⁽¹⁶²⁾。

由公式 (7.103) 亦可知，我們若要有高的靈敏度，就要使載子濃度下降以及材料厚度變

薄。換句話說，載子濃度和材料厚度的乘積要小，亦即片電阻 (sheet resistance, R_s) 要大，因為

$$S = \frac{V_H}{IB} = G \frac{r_H}{net} = r_H G \frac{\rho}{t} \mu \quad (7.104)$$

其中 $\rho = 1/(ne\mu)$ ，為電阻率 (resistivity)，而我們知道電阻 R

$$R = R_s \frac{L}{w} \quad (7.105)$$

$$R_s = \frac{\rho}{t} = \frac{1}{ne\mu t}$$

其中 L 為霍爾元件之長度。故

$$S = G \cdot R_s \cdot r_H \cdot \mu \quad (7.15)$$

由公式 (7.106) 中發現，靈敏度與片電阻成正比。我們曾嘗試不同離子能量及劑量而得出靈敏度與片電阻關係之實驗結果如圖 7.131。由圖知果然靈敏度與片電阻成正比，此意謂著相同電流下片電阻愈大則靈敏度愈大。但片電阻不能無限制地變大，因為此舉將使霍爾元件輸入電阻太大而導致操作電壓大得不切實際。另外若在相同電流、相同片電阻及相同幾何形狀下 (即相同電壓下)，移動度愈大，則靈敏度愈大。

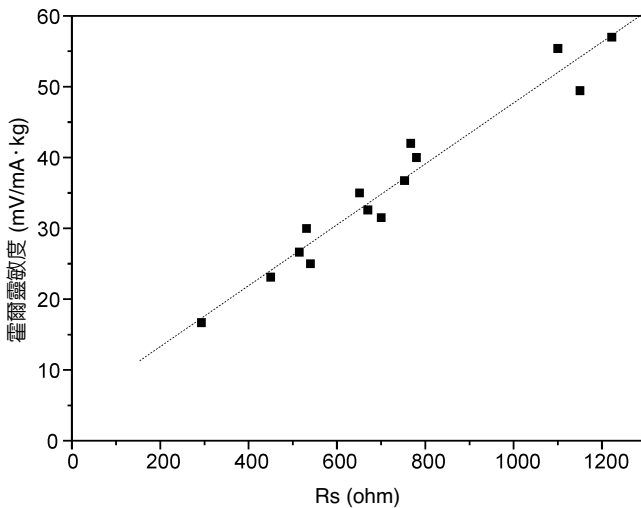


圖 7.131

霍爾靈敏度與片電阻關係的實驗結果。

從公式 (7.103) 知道電子濃度越低靈敏度就越高，因此可以利用 MOS 閘極電壓來控制電子的濃度使其相當低^(167,168)。我們曾經設計一個利用 MOS 製程完成的霍爾感測器 (其結構如圖 7.132 所示)，其靈敏度可以高達 3850 V/AT。

(3) 幾何因子

除了載子濃度、材料厚度及移動度外，霍爾感測器之幾何圖案亦影響其靈敏度。通常這項因素由所謂的幾何修正因子 G 來決定。 G 不僅與霍爾板 (Hall plate) 之長度及寬度有關，而且也與接點尺寸 s 、接點位置及霍爾角 θ_H 相關。關於 G 之計算可以用保角變換 (conformal mapping) 或數值方法來達成，但在此我們先採用數值方法來計算。考慮如圖 7.133 之霍爾板，令中心點為 $x = 0$ ，電流在 x 方向流動，根據 (7.98) 及 (7.99) 式，

$$E_H = R_H J B \quad (7.107)$$

但由於現在之霍爾板的尺寸是有限的，所以霍爾電場並非到處均勻且相等的。因此針對此問題我們必須解它的拉普拉斯方程式 (Laplace equation)，即

$$\nabla^2 V(x, y) = 0 \quad (7.108)$$

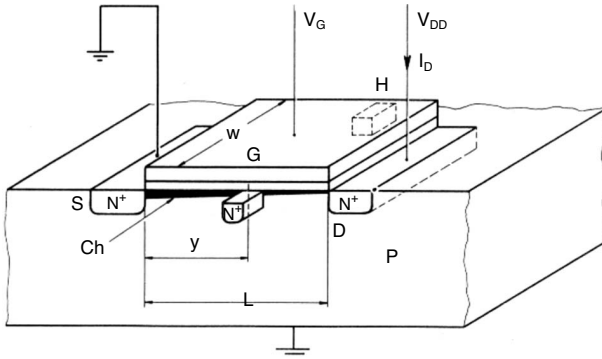


圖 7.132

MOS 霍爾感測器結構圖⁽¹⁶⁷⁾。

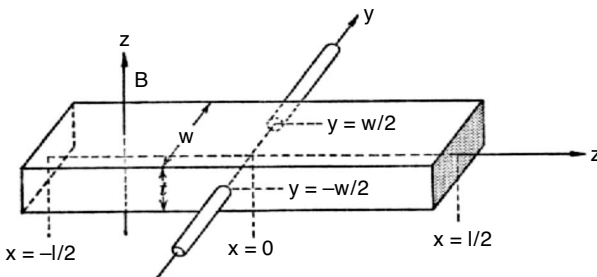


圖 7.133

矩形霍爾板。

令 y 方向的電場為 E_y ，則 $E_y(x, y)$ 必須滿足以下的邊界條件：

$$\begin{aligned} E_y\left(\pm \frac{l}{2}, y\right) &= 0 \\ E_y\left(x, \pm \frac{w}{2}\right) &= E_H \end{aligned} \quad (7.109)$$

利用分離變數法及上述的邊界條件，我們可以求解得如圖 7.134 的電位分布圖、圖 7.135 電場分布圖及圖 7.136 的等電位線圖之結果。由圖 7.134 可知霍爾板非電極兩側邊，由於磁場的作用，一邊電位提高而另一邊電位下降，其電壓差即為霍爾電壓。

在圖 7.136 中可看到傾斜的等電位線，這是由於實際的電位是電源電壓 (x 方向) 和霍爾電壓 (y 方向) 的和所造成的。等電位線和 y 軸正向的夾角即為霍爾角。圖 7.136 的霍爾角為 30 度，長寬比 (l/w) 為 2，靠近電流源接點的部分，等位線幾乎平行於金屬接點，這代表著此時霍爾電場很小。圖 7.135 把霍爾電場 E_y 的空間分布畫出來，在圖中當靠近 x 方向兩端

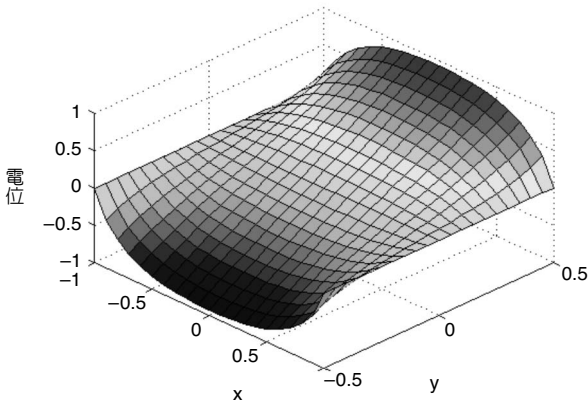


圖 7.134
霍爾板中的電位分布圖。

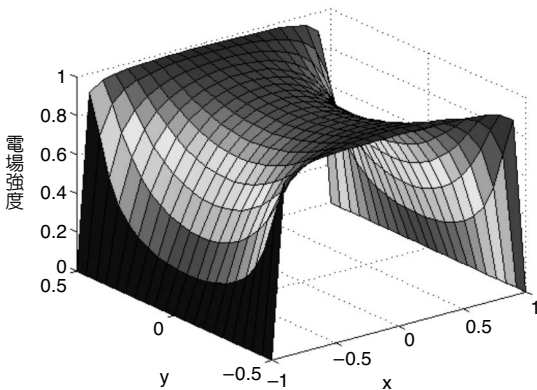


圖 7.135
霍爾板中的電場分布圖。

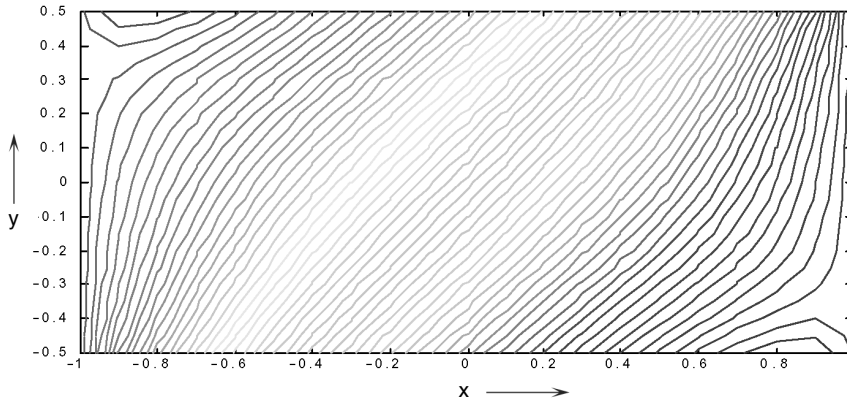


圖 7.136

霍爾板中的等位線圖。

的電流源接點時霍爾電場急速衰減。由此可推知，當長寬比 (l/w) 變小時，兩側電極的影響力就會增大，使霍爾電壓變小。所以若把長寬比縮小，電流源接點會使得電流源接點鄰近區域的霍爾電場發生「短路現象」，因此所量測到的霍爾電壓就變小。這種因幾何尺寸及形狀而影響霍爾電壓的因素，即為幾何因子 (geometrical factor)。其定量上可由下式決定

$$G\left(\frac{l}{w}\right) = -\sum_{-w/2}^{w/2} \frac{E_y(x, y)}{E_H w} dy \quad (7.110)$$

由上式所得之幾何因子對長寬比作圖，結果畫在圖 7.137。由圖知當長寬比大於 3 時，幾何因子逼近於 1。另外圖 7.137 中還顯示出 $G(l/w) - (w/l)$ 的曲線。此曲線是適合定電壓操作模式使用的，因為可以證明，當霍爾感測器操作於定電壓 V 模式時，霍爾電壓為

$$V_H = \mu(Gw/l)BV \quad (7.111)$$

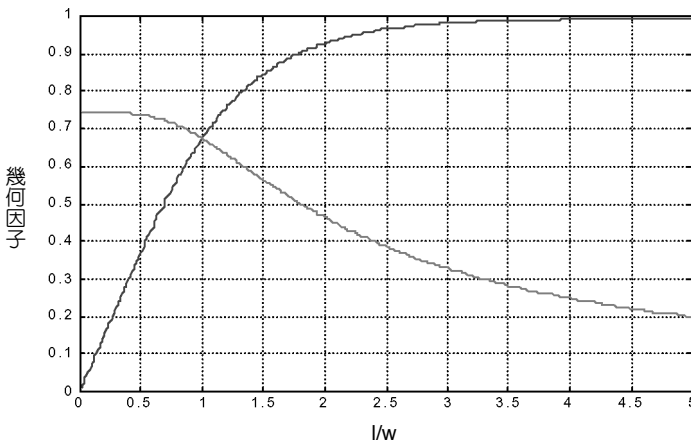


圖 7.137

幾何因子與霍爾板之長寬比 (l/w) 的關係。

由上面的討論我們得出以下結論：

- ① 固定電流下，應使用長的霍爾板， $l/w > 3$ ， $G \sim 1$ 。
- ② 固定電壓下，應使用短的霍爾板， $l/w < 1$ ， $G > 0.7$ 。
- ③ 固定功率下，使用 $l/w = 0.75$ 的霍爾板， $G \sim 0.7$ 。

事實上，有些形狀比這種矩形形狀來得好。例如，為了避免前述之短路效應，矩形板霍爾感測器必須很長或者霍爾電壓之接點尺寸必須很小。前者會使感測器之輸入電阻變得太大，令人無法接受，而後者使得製程變得困難或不可靠。例如接點稍有不對稱，馬上會造成偏移電壓的產生（詳見後一節偏移電壓）。為了避免上述之困擾，有人提出了希臘十字形 (Greek cross) 霍爾感測器。其基本觀念是為了避免霍爾電壓接點受電源接點之影響，故將霍爾電壓接點向兩旁往外拉出，所以矩形板自然就成了十字形板，如圖 7.138 所示。保角變換理論指明矩形霍爾板和十字形霍爾板有一定的轉換關係，如圖 7.139 所示。

由圖 7.139 知十字形霍爾板最大的好處是，就算實際十字形霍爾板之霍爾電壓接點尺寸大，但換算成矩形板時其所得之等效接點很小。例如具 $a'/b' \sim 1$ 時，對應於 $s/a = 0.013$ ， $a/b = 2.72$ 。十字板之 a'/b' 會影響其幾何修正因子，其值愈大對應於矩形板的 l/w 愈大， G 也愈大。但 a'/b' 輸入電阻也就愈大，故有一定限制。

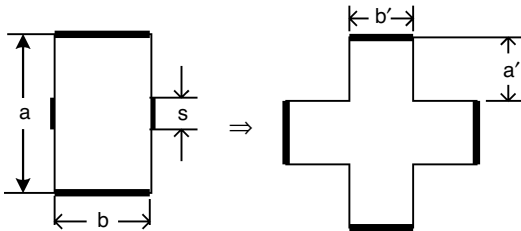


圖 7.138

矩形霍爾板及十字形霍爾板。

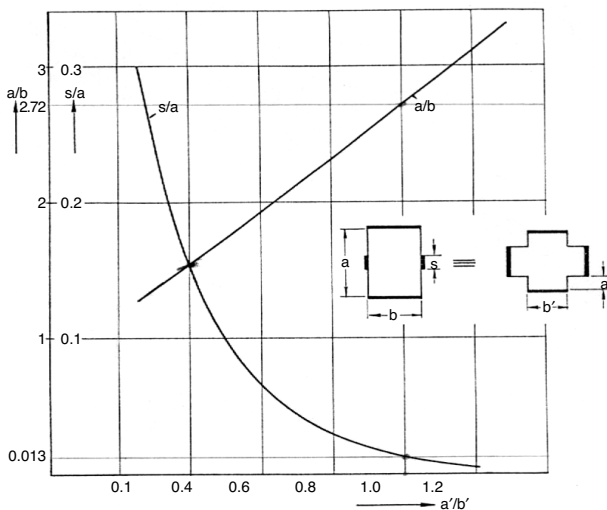


圖 7.139

矩形霍爾板與十字形霍爾板間的轉換曲線。

(4) 偏移電壓

所謂的偏移電壓是指在沒有的磁場的情況下，霍爾感測器輸出端所量到的電壓。理論上此值應當為零，然而事實上並不然。一般而言，其原因為製程之缺陷，例如沒有對準好，特別是感測器之輸出端接點部分，另外還有材料電阻及厚度的不均一性等。有時由於機械性應變所產生之壓阻效應，也會造成偏移電壓。簡單來說偏移電壓就是由不對稱性所造成的，因此矩形之感測器其偏移電壓就比十字形來得大。我們的實驗顯示鑽石形的圖形，其偏移電壓也比十字形來得大，因此十字形應是最佳的選擇。

7.5.3.3 窄十字形霍爾感測器

既然要提高幾何因子必須要減低電源電極所帶來的短路效應影響，於是我們有了一個新的想法，就是讓希臘十字形霍爾感測器的輸出臂變窄，如同圖 7.140 所示。如此一來，一方面輸出接點變小，一方面輸出接點距電源電極較遠，就可減低電源電極所帶來的短路效應影響而提升幾何因子。我們用 TSMC 0.6 μm 的製程設計了三組共 12 個不同尺寸的霍爾感測器。霍爾感測器是利用 CMOS 製程中 n 井 (n -well) 來當做霍爾板。經過量測之後我們得到了十二組磁場對霍爾電壓的變化，以固定磁場 0.1 T 為準，取出了十二個點，畫出 a/b ($a_1 = a_2 = a$) 對霍爾電壓的變化，其中將相同長度 (L) 的點連在一起，這因為相同長度 (L) 的這幾組元件的輸入電阻也相同，在等電壓操作之下會有等電流發生。結果如圖 7.141 所示，在相同長度 (L) 的曲線上，發現 a/b 越大，霍爾電壓還是持續增加，不過會越來越緩慢上升，這是因為 G 已經趨近於 1 了， a/b 再大也不能使 G 大於 1。這樣的結果的確驗證了，窄輸出十字形的霍爾感測器比傳統希臘十字形有要好的性能。另外再觀察不同曲線的關

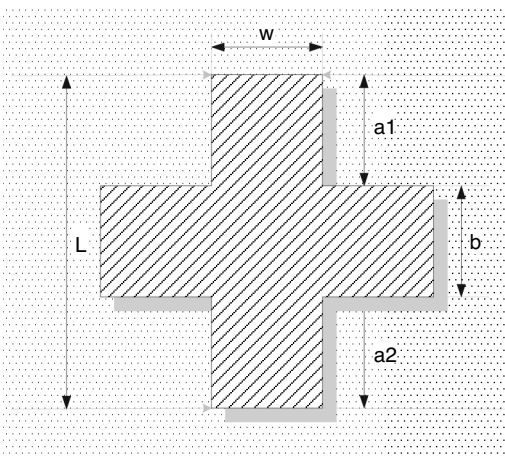


圖 7.140 窄十字形的尺寸定義。

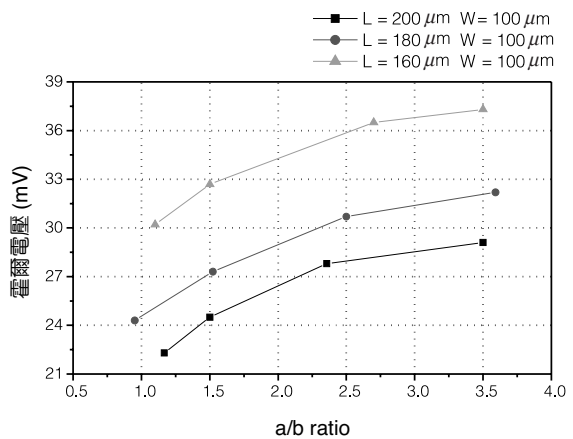


圖 7.141 窄十字形霍爾感測器的量測結果， a/b 越大表示輸出臂越窄。

係，發現 L 越大的感測器，霍爾電壓會比較小。這是由於定電壓操作，使得較大 L 的感測器產生較小的電流，所以會使得霍爾電壓較小。

7.5.3.4 二維式霍爾感測器

如導論中所言，有些應用希望能量出磁場的方位，因此就有二維式及三維式之霍爾感測器之提出。由於二維式霍爾感測器須要有兩個霍爾板互相垂直，以量測出磁場的兩個分量，而且又希望感測器能與積體電路製做在同一晶片上，因此就必須使用垂直式的霍爾板，而不是前述的水平式霍爾板。垂直式霍爾板的結構可由水平式霍爾板經過保角變換而得到，請參考圖 7.142。首先把一個水平式的霍爾板豎立起來 (圖 7.29(b))，如此一來就可以量測水平的磁場。但是此時霍爾電源電極會在兩個側邊，而一個霍爾感測電極會在底部，這樣的結構是沒有辦法用 IC 來實現的。將下面的接點從中剪開並與側面的接點一同拉到同一個平面，於是就可以得到如圖 7.142(c) 所示的結構。圖 7.142(a) 到 7.142(c) 的霍爾板均可用保角變換證明它們都是等價的。一個用 CMOS 實現的垂直式霍爾板，如圖 7.143 所示。其中 C0、C2、C4 為電源電極，電子從 C0 出發向右及向左行走而回到 C2 及 C4。若有一磁場存在將使電子受到勞倫茲力，向左及向右行走之電子所受之勞倫茲力的方向剛好相反，因此造成 H2 及 H4 感測電極間有一電壓差存在，此即霍爾電壓。實驗結果發現此種二維霍爾感測器靈敏度很差，原因之一是電子從 C0 電極出發後可能往各方向前進，並非都回到 C2 及 C4 電極 (或 C1 及 C3 電極)。為了限制電子行進的方向，有人提出利用微機電的技術蝕刻出電子的通道，如圖 7.144 所示。圖 7.145 則為實際做出的二維霍爾感測器之電子顯微鏡圖。實驗結果證明，經過微機電蝕刻後的霍爾感測器之靈敏度果然會提升，見圖 7.146。

另外一個影響二維霍爾感測器靈敏度的因素為垂直霍爾板之深度對厚度比。若能獲致較大的深度對厚度比則靈敏度可大幅提昇。IC 製程中的溝槽技術正好可以滿足這樣的要求。

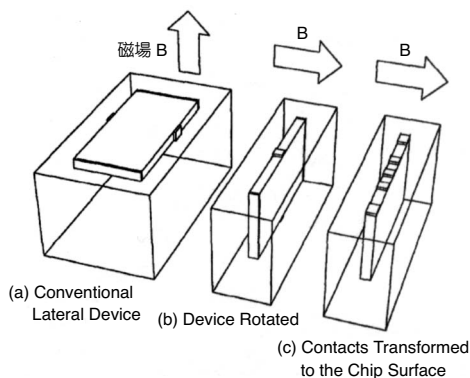


圖 7.142

由水平式轉換到垂直式霍爾感測器之示意圖⁽⁹⁾。

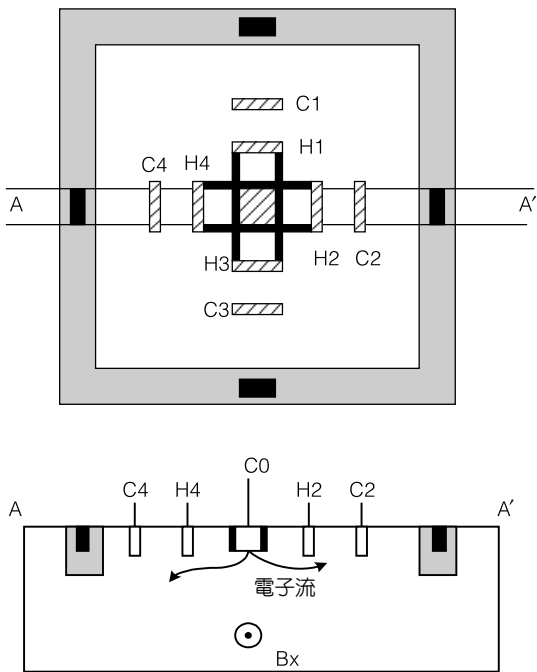


圖 7.143

CMOS 的垂直霍爾感測器。

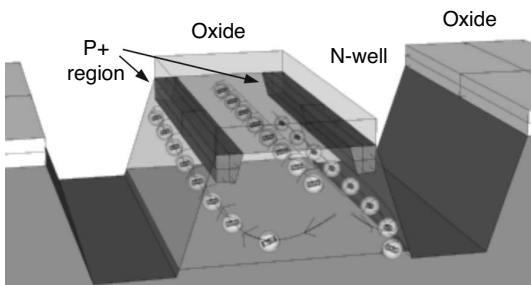


圖 7.144

微機電式 CMOS 的垂直霍爾感測器。

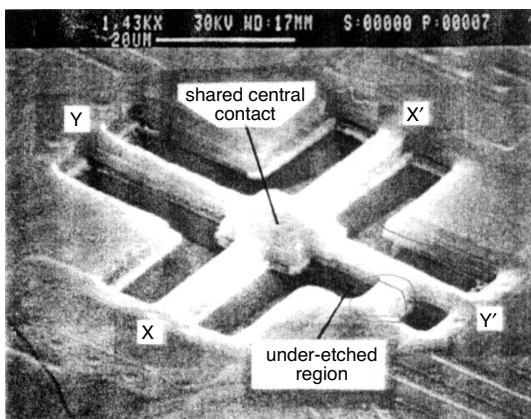


圖 7.145

微機電式 CMOS 垂直霍爾感測器的電子顯微鏡圖。

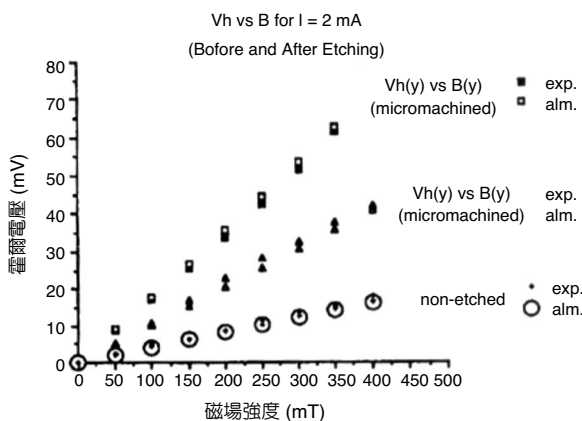


圖 7.146

微機電式 CMOS 垂直霍爾感測器的霍爾量測。

已經有人利用 DRAM 製程中所發展出來的溝槽式結構，做出一個高深寬比的垂直式霍爾感測器⁽¹⁶⁹⁾，其結構如圖 7.147 所示。它的靈敏度高達 250 V/AT (見圖 7.148)，大於前述用微機電蝕刻技術做出來的垂直式感測器 (約 100 V/AT)⁽¹⁶⁹⁾，而且已經非常接近平面式霍爾感測器的表現了。

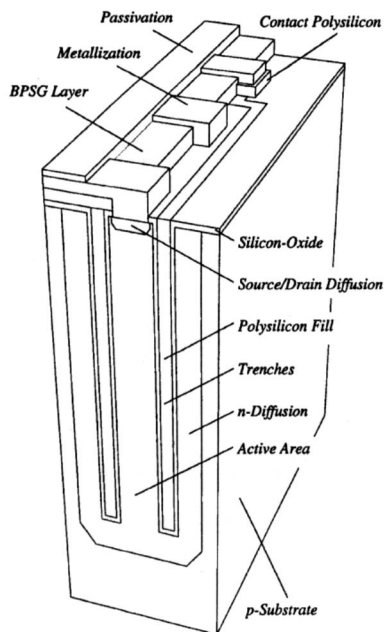


圖 7.147 溝槽式的霍爾感測器結構圖。

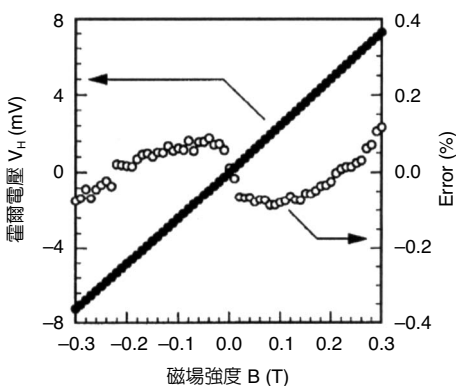


圖 7.148 溝槽式 CMOS 垂直霍爾感測器的霍爾量測。

7.5.3.5 三維式霍爾感測器

三維式霍爾感測器的原理很簡單，它只將垂直式二維霍爾感測器和水平式一維霍爾感測器結合在一起。把一維及二維的霍爾感測器結合有很多種擺設法，而圖 7.149 是現在最流行的擺設方法，就是在兩互相垂直的垂直式霍爾感測器的四個角落，再放下四個水平式的一維霍爾感測器，此四個感測器是以並聯的方式將感測器的感測接點各自接在一起。如此一來，這四個並聯式一維感測器的所得到的值，就應該會是這四個感測器的幾何中心的值，這樣才能使方位上之量測估算更加的精確。瑞士的 Popovic 做過一個三維的矽質霍爾感測器， x 軸及 y 軸靈敏度達到 413.5 V/AT ， z 軸的靈敏度也有 39 V/AT 。

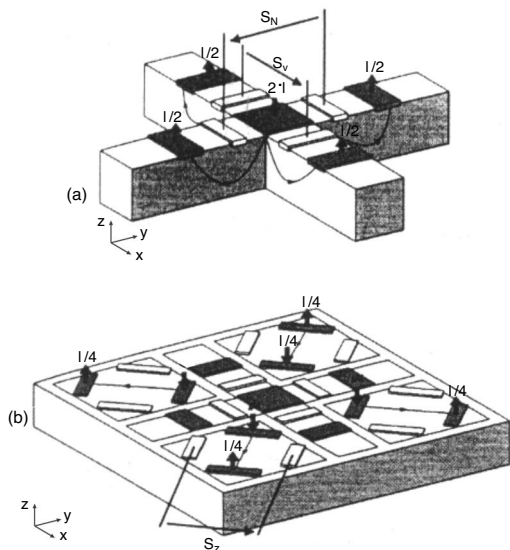


圖 7.149

三維式霍爾感測器的示意圖。

7.5.3.6 結論

我們已經介紹了霍爾感測器的原理，並找出影響靈敏度的因素。要提升靈敏度的方法有：使用電子移動度較大的材料、減低電子濃度、使用較薄的霍爾板，並盡量增加感測電極與電源電極之間的距離。不過在上述最佳化的過程中也必須注意到，不能使霍爾感測器的輸入電阻過大。不僅一維的霍爾感測器已大量應用於生活中，二維及三維霍爾感測器由於能偵測出磁場方位，也慢慢嶄露頭角。

參考文獻

1. A. C. M. Gieles, "Submmiature Silicon Pressure Transducers", *Digest IEEE ISSCC*, Philadelphia, PA, USA. 108 (1969).

2. C. S. Smith, *Physical Review*, **94**, 42 (1954).
3. S. Sze, *Semiconductor Sensors*, John Wiley Sons, Inc. (1994).
4. B. Kloeck, *Mechanical Sensors*, VCH Weinleim, FRG (1994).
5. 彭成鑑, 電子月刊, **9**, 42 (1996).
6. 邢泰剛, 電子月刊, **24**, 126 (1997).
7. 邱稔歡, 陳旭輝, 工業材料, **126**, 134 (1997).
8. 彭成鑑, 林澤勝, 工業材料, **121**, 104 (1997).
9. J. Brysek, K. Petersen, J. R. Mallori, L. Christel, and F. Pourahmadi, *Silicon Sensors and Microstructures*, Novasensor, CA (1988).
10. M. Madoa, *Fundamentals of Microfabrication*, 2nd ed., CRC Press (2002).
11. K. Yamada, M. Nishihara, S. Shimada, M. Tanabe, M. Shimazoe, and Y. Matsuoka, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-29** (1), 71 (1982).
12. K. Suzuki, T. Ishihara, M. Hirata, and H. Tanigawa, *IEEE Trans. Electron Devices Meeting*, 137 (1985).
13. G. Wallis and D. I. Pomerantz, *J. Appl. Phys.*, **40**, 39 (1969).
14. S. Johansson, K. Gustafsson, and J. A. Schweitz, *Sens. Mater.*, **3**, 143 (1988).
15. K. B. Albaugh and D. H. Rasmussen, *J. Am. Ceram. Sec.*, **75** (16), 2644 (1992).
16. S. Timoshenko and S. Woinowsky-Krieger, *Theory of Plates and Shells*, 2nd ed., McGraw-Hill (1959).
17. F. Pourahmadi and J. Twerdok, *Machine Design*, 44, July (1990).
18. Swanson Analysis Systems Inc., *ANSYS User's Manual*, Revision 5.2, Houston, PA (1995).
19. 邢泰剛, 矽微細加工壓力微感測器元件設計, 工研院材料所技術報告 (1997).
20. T.-K. Shing, "Robust Design of Silicon Piezoresistive Pressure Sensor", *MSM98*, Santa Clara (1998).
21. T.-K. Shing, "Analysis of Anodic Bonding and Packaging Effects in Micro Sensors", *MSM 2000*, Santa Clara (2000).
22. 邢泰剛, 林澤勝, 戚貴發, 微感測器結構熱應力分析, 第三屆奈米研討會, **3**, 109 (1999).
23. 林阜生, 工業材料, **126**, 147 (1997).
24. 曹貴有, 曹思宜, 工業材料, **121**, 113 (1997).
25. D. A. Gee, K. E. Peterson, and G. T. A. Kovacs, "MEMS in the Medical Industry", *Sensor Expo Proceeding*, Spring, 161 (1996).
26. C. Ajluni, *Electronic Design*, May 28, 75 (1996).
27. 邢泰剛, 吳國靜, 工業材料, **126**, 139 (1997).
28. H. Walton, *The HOW and WHY of Mechanical Movements*, New York, NY: Popular Science Publishing Company (1968).
29. J. Fraden, *AIP Handbook of Modern Sensors*, New York, NY: American Institute of Physics (1993).
30. 徐玉紋, 周元昉, 微系統科技協會季刊, **2**, 35 (1990).
31. G. T. A. Kovacs, *Micromachined Transducers Sourcebook*, WCB/McGraw-Hill (1998).
32. J. Soderkvist, *Sensors and Actuators A*, **43**, 65 (1994).

33. Lawrence, *Modern Inertial Technology: Navigation, Guidance, and Control*, 2nd ed., New York, Springer-Verlag (1998).
34. N. Yazdi, F. Ayazi, and K. Najafi, *Proceedings of The IEEE*, **86**, 1640 (1998).
35. W. A. Clark, R. T. Howe, and R. Horowitz, "Surface Micromachined Z-axis Vibratory Rate Gyroscope," *Solid-State Sensors and Actuators Workshop 1996*, Hilton Head, SC, 283 (1996).
36. T. -A. Massood, *Micro Actuators*, Kluwer Academic Publishers (1998).
37. E. Boser, "Electronics for Micromachined Inertial Sensors," *Transducers' 97*, Chicago IL, 1169 (1997).
38. S. S. Back, Y. S. Oh, B. J. Ha, S. D. An, B. H. An, H. Song, and C. M. Song, "A Symmetric Z-axis Gyroscope with a High Aspect Ratio Using Simple and New Process," *MEMS '99*, San Diego, CA, 612 (1999).
39. P. Greiff, B. Boxenhorn, T. King, and L. Niles, "Silicon Monolithic Micromachanical Gyroscope," *Transducers'91*, San Francisco, CA, 966 (1991).
40. W. Geiger, B. Folkmer, U. Sobe, H. Sandmaier, and W. Lang, *Sensors and Actuators A*, **66**, 118 (1998).
41. K. Maenaka, T. Fujita, Y. Konishi, and M. Maeda, *Sensors and Actuators A*, **54**, 568 (1996).
42. K. Tanaka, Y. Mochida, M. Sugimoto, K. Moriya, T. Hasegawa, K. Atsuxhi, and H. Ohwada, *Sensors and Actuators A*, **50**, 111(1995).
43. R. Voss, K. Bauer, W. Ficker, T. Gleissner, W. Kupke, M. Rose, S. Sassen, J. Schalk, H. Seidel, and E. Stenzel, "Silicon Angular Rate Sensor for Automotive Applications with Piezoelectric Drive and Piezoresistive Read-out," *Transducers'97*, Chicago, IL, 879 (1997).
44. M. Abe, E. Shinohara, K. Hasegawa, S. Murata, and M. Esashi, "Trident-type Tuning Fork Silicon Gyroscope by the Phase Difference Detection," *MEMS'2000*, Miyazaki, Japan, 508 (2000).
45. M. W. Putty and K. Najafi, "A Micromachined Vibrating Ring Gyroscope," *Solid-State Sensors and Actuators Workshop*, Hilton head, SC, 213 (1994).
46. G. He and K. Najafi, "A Single-Crystal Silicon Vibrating Ring Gyroscope," *MEMS'02*, Las Vegas, NV, 718 (2002).
47. K. Funk, H. Emmerich, A. Schilp, M. Offenber, R. Neul, and F. Larmer, "A Surface Micromachined Silicon Using a Thick Polysilicon Layer," *MEMS'99*, San Diego, CA, 57 (1999).
48. T. Juneau, A. P. Pisano, and J. H. Smith, "Dual Axis Operation of a Micromachined Rate Gyroscope," *Transducers'97*, Chicago IL, 883 (1997).
49. T. K. Tang, R.C. Gutierrez, J. Z. Wilcox, C. Stell, V. Vorperian, R. Calvet, W. J. Li, I. Chakraborty, and R. Bartman, "Silicon Bulk Micromachined Vibratory Gyroscope," *Solid-State Sensors and Actuators Workshop 1996*, Hilton Head, SC, June, 288 (1996).
50. W. Geiger, W. U. Butt, A. GaiBer, J. Frech, M. Braxmaier, T. Link, A. Kohne, P. Nommensen, H. Sandmaier, and W. Lang, "Decoupled Microgyros and the Design Principle DAVED," *MEMS'01*, Interlaken, Switzerland, Jan., 170 (2001).
51. S. E. Alper and T. Akin, "A Symmetric Surface Micromachined Gyroscope with Decoupled Oscillation

- Modes,” *Transducers’01*, Munich, Germany, 456 (2001).
52. K. Tanaka, Y. Mochida, M. Sugimoto, K. Moriya, T. Hasegawa, K. Atsuchi, and K. Ohwada, *Sensors and Actuators A*, **50**, 111 (1995).
 53. 謝哲偉, BELST 高深寬比製程平台及其應用, 國立清華大學動力機械工程學系博士論文 (2002).
 54. Z. Kadar, W. Kindt, A. Bossche, and J. Mollinger, *Sensors and Actuators A*, **53**, 299 (1996).
 55. V. Milanovic, M. Last, and K. S. J. Pister, “Torsional Micromirrors with Lateral Actuators,” *Transducers’01*, Munich, Germany, 298 (2001).
 56. J. Hsieh and W. Fang, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, **12**, 574 (2002).
 57. S. Rao, *Mechanical Vibrations*, 3rd ed., Addison-Wesley (1995).
 58. W. C. Tang, M. G. Lim, and R. T. Howe, *J. Microelectromech. Syst.*, **1**, 170 (1992).
 59. J. Kim, D. Cho, and R. S. Muller, “Why Is (111) Si a Better Mechanical Material for MEMS?” *Transducers’01*, Munich, Germany, **1**, 662 (2001).
 60. Military Standard, *Thermal Imaging Devices, Performance Parameters*, MIL-STD-1859, Department of Defense, WA, DC (1986).
 61. P. W. Kruse and D. D. Skatrud, *Uncooled Infrared Imaging Arrays and Systems*, Ch.2-3, New York : Academic Press (1997).
 62. R. W. Whatmore, *Rep. Prog. Phys.*, **49**, 1335 (1986).
 63. R. A. Wood, “Uncooled Thermal Imaging with Monolithic Silicon Focal Planes”, in *Infrared Technology XIX, Proc. SPIE*, **2020**, 322 (1993).
 64. L.V. King, “On the Convection of Heat from Small Cylinders in a Stream of Fluid: Determination of the Convection Constants of Small Platinum Wires with Application to Hot Wire Anemometry,” *Proc. Roy. Soc. London A*, **90**, 563 (1914).
 65. G. Stemme, *IEEE Trans. Electron Devices*, **ED-33**, 1470 (1986).
 66. D. Dominguez, B. Bonvalot, M. T. Chau, and J. Suski, *J. of Micromechanics and Microengineering*, **3**, 247 (1993).
 67. C. Liu, J.-B. Huang, Z. Zhu, F. Jiang, S. Tung, Y.-C. Tai, and C.-M. Ho, *J. of MEMS*, **8** (1), 90 (1999).
 68. F. Jiang, Y.-C. Tai, C.-M. Ho, and W. J. Li, “A Mmcromachined Polysilicon Hot-wire Anemometer,” *IEEE Solid State Sensor and Actuator Workshop*, 264 (1994).
 69. M. Elwenspoek, “Thermal Flow Micro Sensors,” *Semiconductor Conference, CAS ’99 Proceedings*, **2**, 423 (1999).
 70. T. S. J. Lammerink, N. R. Tas, M. Elwenspoek, and J. H. J. Fluitman, *Sensors and Actuators A*, **37**, 45 (1993).
 71. P. Gravesen, J. Branebjerg, and O. S. Jensen, *J. Micromech. Microeng.*, **3**, 168 (1993).
 72. S. Shoji and M. Esashi, *J. Micromech. Microeng.*, **4**, 157 (1994).
 73. N. T. Nguyen, *Flow Meas. Instrum.*, **8**, 7 (1997).
 74. V. Gass, B. H. ver der Schoot, and N. F. de Rooij, “Nanofluid Handling by Micro-flow-sensor Based on Drag Force Measurements,” *Proc. MEMS’93*, 167 (1993).

75. Y. Ozaki, T. Ohyama, T. Yasuda, and I. Shimoyama, "An Air Flow Sensor Modeled on Wind Receptor Hairs of Insects," *Proc. MEMS'00*, 531 (2000).
76. T. Nishimoto, S. Shoji, and M. Esahi, "Buried Piezoresistive Sensors by Means of MeV Ion Implantation," *Proc. Transducers'93*, 796 (1993).
77. O. Berberig, K. Nottmeyer, J. Mizuno, Y. Kanai, and T. Kobayashi, "The Prandtl Micro Flow Sensor (PMFS): A Novel Silicon Diaphragm Capacitive Sensor for Flow Velocity Measurements," *Proc. Transducers'97*, 155 (1997).
78. R. E. Oosterbroek, T. S. J. Lammerink, J. W. Berenschot, A. van der Berg, and M. C. Elwenspoek, "Designing, Realization and Characterization of a Novel Capacitive Pressure/Flow Sensor," *Proc. Transducers'97*, 151 (1997).
79. G. B. Lee, T. Y. Kuo, and W. Y. Wu, *Experimental Thermal and Fluid Science*, **26**, 435 (2002).
80. 田康雄, 現代音響科學, 復漢出版社, 梁東源譯 (1986)。
81. H. Bau, N. F. deRooij, and B. Kloeck, *Sensors: A Comprehensive Survey*, **7**, VCH (1994).
82. L. Kinsler, A. Frey, A. Coppers, and J. Sanders, *Fundamentals of Acoustics*, New York: John Wiley & Sons, Inc. (1980).
83. P. Scheeper, A. van der Donk, W. Olthuis, and P. Bergveld, *Sensors and Actuators*, **A44**, 1 (1994).
84. G. Sessler, *Sensors and Actuators A*, **25-27**, 323 (1991).
85. 邢泰剛, 傳聲器技術與趨勢, 工業材料, **149**, 80 (1999).
86. D. S. Greywall, *Sensors and Actuators A*, **75**, 257 (1999).
87. R. Schellin and G. Hess, *Sensors and Actuators A*, **32**, 555 (1992).
88. R. Schellin *et al.*, *Sensors and Actuators A*, **46-47**, 156 (1995).
89. M. Sheplak *et al.*, "A Wafer-Bonded, Silicon-Nitride Membrane Microphone With Dielectrically-Isolated, Single-Crystal Silicon Piezoresistors", *Solid-State Sensor and Actuator Workshop*, Hilton Head Island, South Carolina, I, 23 (1998)
90. M. Royer, J. O. Holmen, M. A. Wurm, O. S. Aadland, and M. Glenn, *Sensors & Actuators*, **4** (3), 357 (1990).
91. E. S. Kim and R. S. Muller, *IEEE Electron Device Letters*, **EDL-8** (10), 467 (1987).
92. E. S. Kim, *et al.*, "Improved IC-Compatible Piezoelectric Microphone and CMOS Process," *Proc. 6th In. Conf. Solid State Sensor and Actuators (Transducers '91)*, San Francisco, CA, USA, 270 (1991).
93. S. S. Lee, *et al.*, *Journal of Microelectromechanical Systems*, **5** (4), 238 (1996).
94. C. H. Han and E. S. Kim, "Fabrication Of Piezoelectric Acoustic Transducers Built on Cantilever-Like Diaphragm," *IEEE International MEMS Conference*, Interlaken, Switerland, MP17 (2001).
95. C. H. Han and E. S. Kim, "Micromachined Piezoelectric Ultrasonic Transducers Based on Parylene Diaphragm in Silicon Substrate," *2000 IEEE International Ultrasonic Symposium*, San Juan, Puerto Rico (2000).
96. J. Berqvist, F. Rudolf, J. Maisano, F. Parodi, and M. Rossi, *Transducers '91*, San Francisco, 266 (1991).

97. A. Torkkeli *et al.*, *Sensors and Actuators*, **85**, 116 (2000).
98. W. Krpnast *et al.*, *Sensors and Actuators A*, **87**, 188 (2001).
99. A. E. Kabir, *et al.*, *Sensors and Actuators A*, **78** (2-3), 138, 17th Dec. (1999). (Draper)
100. I. Ladabaum, *et al.*, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, **45** (3), May (1998).
101. P. Rombach, M. Mullenborn, U. Klein, and K. Rasmussen, *Sensors and Actuators A*, **95**, 196 (2002). (Mircotronic A/S)
102. P.-C. Hsu, C. H. Mastrangelo, and K. D. Wise, "A High Sensitivity Polysilicon Diaphragm Condenser Microphone", *1998 MEMS Conference*, Heidelberg, Germany, Jan. 25-29 (1998).
103. M. Pedersen, *et al.*, *Sensors and Actuators A*, **54**, 499 (1996).
104. M. Pedersen, *et al.*, *J. of MEMS*, **7** (4), 387 (1998).
105. J. Bay, *et al.*, *Sensors and Actuators A*, **53**, 232 (1996). (Mircotronic A/S)
106. X. Li, *et al.*, *Sensors and Actuators A*, **92**, 257 (2001).
107. D. Schafer, *et al.*, "Micromachined Condenser Microphone For Hearing Aid Use", *Solid-State Sensor and Actuator Workshop Hilton Head Island*, South Carolina, 27 (1998). (Knowles)
108. P. R. Scheeper, *et al.*, *Sens. Actuators A*, **40**, 179 (1994).
109. Q. Zou, Z. Li, and L. Liu, *IEEE J. Microelectromech. Syst.*, **5**, 197 (1996).
110. M. Brauer, *et al.*, *J. Micromech. Microeng.*, **11**, 319 (2001).
111. A. Dehe, *et al.*, *Silicon Micromachined Microphone Chip at Siemens*.
112. A. J. Sprenkels, *et al.*, *Sensors & Actuators*, **17** (3-4), 509 (1989).
113. T. Hsu, *et al.*, "A Thin-Film Teflon Electret Technology for Microphone Applications," *Hilton Head*, 235 (1996).
114. W. H. Hsieh, T. Y. Hsu, and Y. C. Tai, "A Micromachined Thin-film Teflon Electret Microphone," *Transducers '97*, 425 (1997).
115. W. H. Hsieh, T.-J. Yao, and Y.-C. Tai, "A High Performance MEMS Thin-Film Teflon Electret Microphone," *Transducers '99* (1999).
116. C. Thielemann, *et al.*, *Sensors and Actuator*, **A61**, 352 (1997).
117. D. Hohm and R. Gerhard-Multhaupt, *Journal of the Acoustical Society of America*, **75** (4), 1297 (1984).
118. T. K. A. Chou and K. Najafi, "3D MEMS Fabrication Using Low-temperature Wafer Bonding with Benzocyclobutene (BCB)," *The 11th International Conference on Sensors and Actuators*, Munich, Germany, June 10-14 (2001).
119. J. Miao, *et al.*, *Microelectronics Journal*, **33**, 21 (2002).
120. T. Gabrielson, *IEEE Trans. Elect. Devices*, **40**, 903 (1993).
121. M. P. Norton, *Fundamentals of Noise and Vibration Analysis for Engineer*, 197-200, New York: Cambridge University Press (1969).
122. M. Mullenborn, *et al.*, *Sensors and Actuators A*, **92**, 23 (2001). (Mircotronic A/S)

123. M. Manteghi, *et al.*, "A Novel MEMS Wireless Microphone," UCLA.
124. S. Chowdhury, *et al.*, "A Surface Mountable MEMS Beamforming Microphones Array and an Associated MEMS Socket Structure," *Symposium On Microelectronics Research & Development*, Canada, Ottawa, June 7 (2001).
125. J. Rehder, *et al.*, *J. Micromech. Microeng.*, **11**, 334 (2001).
126. S. Chowdhury, *et al.*, "MEMS Acousto-Magnetic Components for Use in a Hearing Instrument," *SPIE Symposium on Design, Test, Integration, and Packaging of MEMS/MOEMS*, May 9-11, Paris, France (2000).
127. J. B. Heroux, X. Yang, and W. I. Wang, *Appl. Phys. Lett.*, **75**, 2716 (1999).
128. J. C. Campbell, D. L. Huffaker, H. Deng, and D. G. Deppe, *Electron. Lett.*, **33**, 1337 (1997).
129. C. Li, Q. Yang, H. Wang, J. Yu, Q. Wang, Y. Li, J. Zhou, H. Huang, and X. Ren, *IEEE Photonics Technology Journal*, **12**, 1373 (2000).
130. J. J. Ho, Y. K. Fang, K. H. Wu, W. T. Hsieh, S. C. Huang, G. S. Chen, M. S. Ju, and J. J. Lin, *IEEE Trans. On Electron Devices*, **45**, 2085 (1998).
131. H. H. Wehmann, G. P. Tang, R. Klockenbrink, and A. Schlachetzki, *IEEE Trans. On Electron Devices*, **43**, 1505 (1996).
132. J. W. Shi, Y. H. Chen, K. G. Gan, Y. J. Chiu, C. K. Sun, and J. E. Bowers, *IEEE Photonics Technology Letters*, **14**, 363 (2002).
133. M. K. Emsley, O. Dosunmu, and M. S. Unlu, *IEEE Photonics Technology Letters*, **14**, 519 (2002).
134. D. Fehly, A. Schlachetzki, A. S. Bakin, A. Guttzeit, and H. H. Wehmann, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, **37**, 1246 (2001).
135. B. C. Hsu, C. W. Liu, W. T. Liu, and C. H. Lin, *IEEE Trans. On Electron Devices*, **48**, 1747 (2001).
136. I. Kimukin, N. Biyikli, B. Butun, O. Aytur, S. M. Unlu, and E. Ozbay, *IEEE Photonics Technology Letters*, **14**, 366 (2002).
137. L. H. Laih, T. C. Chang, Y. A. Chen, W. C. Tsay, and J. W. Hong, *IEEE Trans. On Electron Devices*, **45**, 2018 (1998).
138. L. H. Laih, T. C. Chang, Y. A. Chen, W. C. Tsay, and J. W. Hong, *IEEE Photonics Technology Letters*, **10**, 579 (1998).
139. L. H. Laih, J. C. Wang, Y. A. Chen, T. S. Jen, W. C. Tsay, and J. W. Hong, *Solid-State Electronics*, **41**, 1693 (1997).
140. S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 2nd ed., 750, New York: Wiley (1981).
141. J. C. Campbell, *Proc. IEEE Int. Electron Device Meeting*, Washington DC, 575 (1995).
142. D. C. Diaz, C. L. Schow, J. Qi, and J. C. Campbell, *Appl. Phys. Lett.*, **69**, 2798 (1996).
143. B. Jouni, B. Djebbar, L. Risto, T. Maarit, and K. Matti, *Fire Safety Journal*, **37**, 395 (2002).
144. K. Toshiro and Y. Atsushi, *Nucl. Instr. and Meth. A*, **481**, 317 (2002).
145. B. Ingo, G. Heinz, and K. Uwe, *Nucl. Instr. and Meth. A*, **481**, 330 (2002).
146. G. J. Sem, *Atmo. Res.*, **62**, 267 (2002).

147. P. C. P. S. Simoes, D. S. Covita, C. M. B. Monterio, D. Santo, and R. E. Morgado, *IEEE Nucl. Sci. Sym. Conference Record*, **1**, 289 (2001).
148. F. d'Errico, R. Nath, S. K. Holland, M. Lamba, S. Patz, and M. J. Rivard, *Nucl. Instr. and Meth. A*, **476**, 113 (2002).
149. G. Gramegna, F. Corsi, D. de Venuto, C. Marzocca, A. Vacchi, V. Manzari, F. Navach, S. Beole, G. Casse, P. Giubellino, L. Riccati, and P. Burger, *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*, **42**, 1497 (1995).
150. C. Fiorini, A. Longoni, and P. Lechner, *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*, **47**, 1691 (2000).
151. L. Struder, P. Holl, G. Lutz, and J. Kemmer, *Nucl. Instr. and Meth. A*, **288**, 277 (1990).
152. J. Kemmer and G. Lutz, *Nucl. Instr. and Meth. A*, **273**, 588 (1988).
153. W. C. Tsay, J. W. Hong, A. E. Chen, W. T. Lin, C. Y. Hsu, S. M. Jan, and C. L. Kuo, *Nucl. Instr. and Meth. A*, **351**, 463 (1994).
154. W. C. Tsay, Y. A. Chen, L. H. Lai, J. W. Hong, A. E. Chen, W. T. Lin, Y. H. Chang, S. R. Hou, C. R. Li, H. J. Ting, W. C. Liang, J. D. Tang, C. C. P. Cheng, and S. T. Chiang, *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*, **45**, 186 (1998).
155. H. Becker, T. Boulos, P. Cattaneo, H. Dietl, P. Holl, and E. Lange, *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*, **2**, 101 (1990).
156. S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 2nd ed., New York: Wiley (1981).
157. W. C. Tsay, J. W. Hong, Y. H. Chang, A. E. Chen, S. R. Hou, S. L. Hsu, C. H. Lin, W. T. Lin, H. J. Ting, S. T. Chiang, E. Chuang, and S. W. Hwang, *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*, **42**, 437 (1995).
158. W. C. Tsay, Y. A. Chen, L. H. Lai, J. W. Hong, A. C. Chen, W. T. Lin, Y. H. Chang, S. R. Hou, S. L. Hsu, C. R. Li, H. J. Tin, and S. T. Chiang, *Japanese J. Appl. Phys.*, **35**, 1077 (1996).
159. W. C. Tsay, Y. A. Chen, L. H. Lai, J. W. Hong, A. E. Chen, W. T. Lin, Y. H. Chang, S. R. Hou, C. R. Li, H. J. Tin, W. C. Liang, J. D. Tang, C. C. P. Cheng, and S. T. Chiang, *Nucl. Instr. and Meth. A*, **405**, 13 (1998).
160. 游金湖編譯, 磁性感測器及使用技術, 建興出版社.
161. T. Hara, M. Mihara, N. Toyoda, and M. Zama, *IEEE Trans. Electron Devices*, **29** (1), 78 (1982).
162. Y. Sugiyama, T. Taguchi, and M. Tacano, "Highly Sensitive Magnetic Sensor Made of AlGaAs/GaAs Heterojunction Semiconductor," *Proc. 6th Sensor Symp.*, 55, IEE Japan, Tokyo (1986).
163. T. Nakamura and K. Maenaka, *Sensors and Actuators*, **A21-A23**, 762 (1990).
164. K. Maenaka, M. Tsukahara, and T. Nakamura, *Sensors and Actuators*, **A21-A23**, 747 (1990).
165. H. Jasherg, *Sensors and Actuators*, **A21-A23**, 737 (1990).
166. A. Hilger, *Hall Effect Devices*, RS Popovic (1991).
167. H. M. Yang, Y. C. Huang, T. F. Lei, C. L. Lee, and S. C. Chao, *Sensors and Actuators A*, **57**, 9 (1996).
168. R. Steiner, F. Kroener, Th. Olbrich, R. Baresch, and H. Baltes, *In-plane Sensitive Vertical Trench-Hall Device*, IEDM 98.
169. M. Paranjape, L. M. Landsberg, and M. Kahrizi, *Sensors and Actuators A*, **53**, 273 (1996).